



## INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification 5 :	A1	(11) International Publication Number:	WO 92/00639
H04L 27/30		(43) International Publication Date:	9 January 1992 (09.01.92)
(21) International Application Number:	PCT/US91/04400	(74) Agents:	BROWN, Carl, R. et al.; Brown, Martin, Haller & McClain, 110 West "C" Street, Suite 1300, San Diego, CA 92101 (US).
(22) International Filing Date:	21 June 1991 (21.06.91)	(81) Designated States:	AT (European patent), AU, BE (European patent), BG, BR, CA, CH (European patent), CS, DE (European patent), DK (European patent), ES (European patent), FI, FR (European patent), GB (European patent), GR (European patent), HU, IT (European patent), JP, KP, KR, LU (European patent), NL (European patent), NO, PL, RO, SE (European patent), SU.
(30) Priority data:	543,496 25 June 1990 (25.06.90) US	(71) Applicant:	QUALCOMM, INC. [US/US]; 10555 Sorrento Valley Road, San Diego, CA 92121 (US).
(72) Inventors:	GILHOUSEN, Klein, S. ; 4039 Calgary Avenue, San Diego, CA 92122 (US). JACOBS, Irwin, M. ; 2710 Inverness Ct., La Jolla, CA 92037 (US). PADOVANI, Roberto ; 12634 Futura St., San Diego, CA 92130 (US). WEAVER, Lindsay, A., Jr. ; 3419 Tony Dr., San Diego, CA 92122 (US). WHEATLEY, Charles, E., III ; 2208 Caminito Del Barco, Del Mar, CA 92014 (US). VITERBI, Andrew, J. ; 2712 Glenwick Place, La Jolla, CA 92037 (US).	(73) Assignee:	
(54) Title:	SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAVEFORMS IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM	(45) Publication Date:	9 January 1992 (09.01.92)
(57) Abstract	<p>A system and method for communicating information signals using spread spectrum communication techniques. PN sequences are constructed that provide orthogonality between the users so that mutual interference will be reduced, allowing higher capacity and better link performance. With orthogonal PN codes, the cross-correlation is zero over a predetermined time interval, resulting in no interference between the orthogonal codes, provided only that the code time frames are time aligned with each other. In an exemplary embodiment, signals are communicated between a cell-site (12, 14) and mobile units (16, 18) using direct sequence spread spectrum communication signals. In the cell-to-mobile link, pilot, sync, paging and voice channels are defined. Information communicated on the cell-to-mobile link channels are, in general, encoded, interleaved, bi-phase shift key (BPSK) modulated with orthogonal covering of each BPSK symbol along with quadrature phase shift key (QPSK) spreading of the covered symbols. In the mobile-to-cell link, access and voice channels are defined. Information communicated on the mobile-to-cell link channels are, in general, encoded, interleaved, orthogonal signalling along with QPSK spreading.</p>		

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11)特許出願公表番号

特表平6-501349

第7部門第3区分

(43)公表日 平成6年(1994)2月10日

(51)Int.Cl.  
H 04 J 13/00  
H 04 B 7/26

識別記号 A 7117-5K  
109 A 7304-5K  
N 7304-5K

内整理番号 F I

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全34頁)

(21)出願番号 特願平3-514045  
(86) (22)出願日 平成3年(1991)6月21日  
(85)翻訳文提出日 平成4年(1992)12月21日  
(86)国際出願番号 PCT/US91/04400  
(87)国際公開番号 WO92/00639  
(87)国際公開日 平成4年(1992)1月9日  
(31)優先権主張番号 543, 496  
(32)優先日 1990年6月25日  
(33)優先権主張国 米国(US)  
(81)指定国 EP(AT, BE, CH, DE,  
DK, ES, FR, GB, GR, IT, LU, NL, SE), AU, BG, BR, CA, CS, FI, HU, JP,  
KP, KR, NO, PL, RO, SU

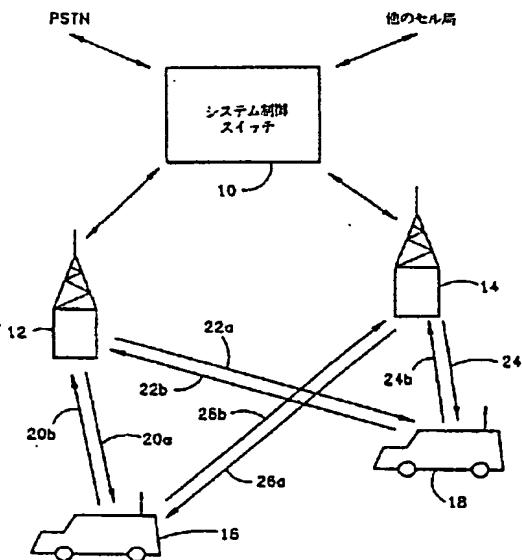
(71)出願人 クアルコム・インコーポレーテッド  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92121, サン・ディエゴ、ソーレント・バ  
レイ・ロード 10555  
(72)発明者 ギルハウゼン、クライン・エス  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92122, サン・ディエゴ、カルガリー・ア  
ビニュー 4039  
(72)発明者 ジャコブス、アーウィン・エム  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92037, ラ・ジョラ、インバネス・コート  
2710  
(74)代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外3名)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 CDMAセル電話の信号波形発生のためのシステムおよび方法

(57)【要約】

情報を通信するシステムおよび方法は、拡張スペクトル通信技術を使用する。PNシーケンスは、相互干渉が減少され、高い容量および良好なリンク性能を許容するよう、使用者間に直交性を与えるように供給される。直交PNコードに関して、交差相関は予め決められた時間間隔にわたって0であり、直交コード間において干渉せず、コードの時間フレームが互いに整列される時間であることがのみが供給される。例示的な実施例において、信号はセル局(12, 14)と直接シーケンスの拡張スペクトル通信信号を使用する自動車ユニット(16, 18)の間で通信される。セルモードリンクにおいては、バイロット、同期、ページングおよび音声チャンネルが定められる。セル-自動車リンクチャンネルで通信される情報は通常カバーされたシンボルの直角位相シフトキー(QPSK)拡張に加えて各BPSKシンボルの直交カバーによってコード化され、インターリーブされ、2位相シフトキー(BPSK)変調される。自動車-セルリンクにおいてはアクセスおよび音声チャンネルが定められる。自動車-セルリンクチャンネルで通信される情



報は、通常、コード化され、インターリープされ、QPSKの拡張に加えて直交して通信する。

#### 請求の範囲

- 複数の直交2進シーケンスの選択された1つに対応している第1の直交シーケンス信号を発生する手段と、  
予め決められた疑似雜音PN2進シーケンスに対応しているPN信号を発生する手段と、  
前記第1の直交シーケンス信号と前記PN信号とを結合し、  
結果的な第1の変調信号を供給する手段とを具備している拡張スペクトル通信用変調システム。
- 入力情報信号と前記第1の変調信号を結合し、結果的な拡張スペクトル情報信号を供給する付加的な手段をさらに具備している請求項1記載のシステム。
- 前記複数の直交2進シーケンスがウォルシュシーケンスである請求項1記載のシステム。
- 前記PNシーケンスが長さの増加された最大の線形シーケンスのPNコードである請求項1記載のシステム。

#### 明細書

##### CDMAセル電話の信号波形発生のための システムおよび方法

###### 発明の背景

###### I. 発明の技術分野

本発明はセル電話システム、特に拡張スペクトル通信信号を使用した自動車セル電話システムまたは衛星自動車電話システムにおける情報通信用の画期的で改良されたシステムおよび方法に関する。

###### II. 関連技術の説明

コード分割多重アクセス(CDMA)変調技術の使用は多数のシステム使用者が存在する通信を助長する種々の技術のうちの1つである。時間分割多重アクセス(TDMA)、周波数分割多重アクセス(FDMA)、低幅圧伸率一側波帯(ACSSB)のようなAM変調方式のような他の多重アクセス通信システム技術が技術で知られている。しかし、CDMAの拡張スペクトル変調技術は多重アクセス通信システムのためのこれらの変調技術にまさる大きい利点を有する。多重アクセス通信システムのCDMA技術の使用は1990年2月13日出願の“SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS”と題する米国特許第4,901,307号明細書に記載されている。

多重アクセス技術が記載されているこの前述の特許ではそれぞれトランシーバを有する多数の自動車電話システムの使

用者がコード分割多重アクセス(CDMA)拡張スペクトル通信信号を使用して衛星中継器又は地球上のベース局(セル局ステーション、セル局または略してセルとも言う)を通して通信する。CDMA通信を使用して周波数スペクトルは多回再使用でき、従ってシステム使用者の能力を増加することを可能にする。CDMAの使用は他の多重アクセス技術を使用して得られた結果よりかなり高いスペクトル効率を得られる。

衛星チャンネルは典型的にリシアンとして特徴づけられるフェージングを経験する。従って受信信号はレイレーフェージング統計を有する多重反射成分と合算された直接成分からなる。直接成分と反射成分との間のパワー比は自動車ユニットのアンテナの特性と自動車ユニットの環境によって決定され、典型的に6~10dB程度である。

衛星チャンネルと対照的に、地球チャンネルは直接成分なしに典型的にレイレーフェージングを受けた成分からなる信号フェージングを経験する。従って、地球チャンネルはリシアンフェージングを主体のフェージング特性のある衛星チャンネルよりもシビアなフェージング状況を示す。

地球チャンネル信号のレイレーフェージング特性は物理的環境の多くの異なる特徴から反射される信号により引き起こされる。結果として信号が異なる伝送遅延を有する多くの方向から自動車ユニット受信機に到着する。通常、セル自動車電話システムを含む自動車無線通信を使用するUHF周波数帯域では異なる通路を伝播する信号の重大な位相差が生

じる。信号の破壊的加算の可能性は深いフェードが生じるとき結果として生じる。

地球チャンネルフェージングは自動車ユニットの物理的地位で非常に強い機能である。自動車ユニット位置の小さな変化は全ての信号伝播路の物理的遅延を変化し、これはさらに各通路の位相を異なったものとする。従って、その環境を通過する自動車ユニットの動作はかなり急速なフェージングプロセスを生じる。例えば、850 MHz のセル無線周波数帯域ではこのフェージングは典型的に毎秒、毎マイル、毎時間 1 フェードの自動車速度と同速度である。このシビアなフェージングは地球チャンネルの信号に非常に破壊的であり、通信品質が低い結果となる。付加的な送信パワーはフェージングの問題を克服するために使用できる。しかしこのようなパワーは干渉の増加により使用者とシステムの両者における過度のパワー消費を効果的に増加する。

米国特許第4,901,307号明細書に記載されている CDMA 変調技術は衛星又は地上の中継器を使用する通信システムに使用される狭帯域変調技術にまさる多くの利点を提供する。地球チャンネルは特に多通路信号に関しては通信システムに特別な問題を提起する。CDMA 技術の使用は地球チャンネルの特別な問題が多通路の例えはフェージングの悪影響の緩和により克服されることを可能にし、一方でその利点を利用している。

CDMA セル電話システムでは同一の周波数帯域が全てのセルの通信に使用されることが可能である。処理利得を提供する

CDMA 波形特性もまた同一の周波数帯域を占める信号を弁別するために使用される。さらに高速度疑似雜音 (PN) 变調は多くの異なった伝播通路が分割されることを可能にし、通路遅延の相違が PN チップ継続期間即ち 1 / 帯域幅を超えることを許容する。約 1 MHz の PN チップ速度が CDMA システムで使用されるとシステムデータ速度と拡張帯域幅との比率と等しい完全に拡張したスペクトル処理利得が所望の通路から通路遅延で 1 マイクロ秒以上異なる通路に対して使用されることができる。1 マイクロ秒の通路遅延差は約 1,000 フィートの通路距離差に相当する。都会の状況では典型的に 1 マイクロ秒を超過する通路遅延差が与えられ、ある地域では 10 乃至 20 マイクロ秒に達することが報告されている。

通常の電話システムにより使用されるアナログ FM 变調のような狭帯域变調システムでは、多通路の存在は重大な多通路フェージングを生じる。しかし、広帯域 CDMA 变調では異なった通路は復調処理で弁別される。この弁別は多通路フェージングの重要度を減少する。多通路フェージングは特定のシステムに対する PN チップ継続期間より少い遅延差を有する出口通路が時々存在するので CDMA 弁別技術の使用において総合的に減少されない。この程度の通路遅延を有する信号は復調器で弁別されず、ある程度のフェージングを生じる。

それ故システムがフェージングを減少することを可能にするある形態のダイバーシティが提供されることが所望される。ダイバーシティはフェージングの有効な効果を緩和する 1 つ

の方法である。3 つの主なタイプのダイバーシティが存在する。即ち時間ダイバーシティ、周波数ダイバーシティ、空間ダイバーシティである。

時間ダイバーシティは反復、時間インターリーブ、エラー検出、反復の形態のコード化を使用することにより最も良く得ることができる。本発明は時間ダイバーシティの形態として 3 つの各技術を使用する。

広帯域信号である本質的な特性により CDMA は信号エネルギーを広帯域幅に拡張することにより周波数ダイバーンティの形態を提供する。それ故周波数選択性のフェージングは CDMA 信号帯域幅の小部分にのみ影響する。

空間または通路ダイバーシティは 2 またはそれ以上のセル局を通過する自動車使用者からの同時的なリンクを通じる多重信号通路を提供することにより得られる。さらに、通路ダイバーシティは異なった伝播遅延を有する信号の到着が受信され別々に処理されることを可能にすることによる拡張スペクトラル処理を通過する多通路状況を開拓することにより得られる。通路ダイバーシティの例は 1989 年 11 月 7 日出願の "50 FT BANDOFF IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" と題する米国特許出願第 07/433,030 号明細書および同じく 1989 年 11 月 7 日出願の "DIVERSITY RECEIVER IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" と題する米国特許出願第 07/432,521 号明細書に記載されている。

有害なフェージング効果はさらに送信器パワーの割合により CDMA システムで、ある程度の量に削減されることがで

きる。セル局および自動車ユニットパワー制御用のシステムは 1989 年 11 月 7 日出願の "METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM" と題する米国特許出願第 07/433,031 号明細書に記載されている。

米国特許第 4,901,307 号明細書に記載されているように CDMA 技術は自動車および衛星通信のリンクの両方向のコヒーレント変調と復調の使用を考察している。従って、ここで記載されていることは衛星自動車リンクとセル自動車リンクのコヒーレント位相基準としてのパイロット搬送波信号の使用である。しかし、地球セル状況ではチャンネルの結果的な位相崩壊により多通路のフェージングの重大度は自動車セルリンクのコヒーレント復調技術の使用を阻止する。本発明はコヒーレントでない変調と復調技術の使用による自動車とセルリンクの多通路の悪影響を克服する手段を提供する。

米国特許第 4,901,307 号明細書で記載されている CDMA 技術は各使用者のチャンネルが異なった PN シーケンスを割り当てられている比較的長い PN シーケンスの使用を試みていく。異なる PN シーケンスの間の相互相関関数とゼロ以外のあらゆる時間シフトの PN シーケンスの自己相関は両者とも異なる使用者の信号が受信において弁別されることを可能にするゼロ平均値を有する。

しかし、このような PN 信号は直交しない。情報ビット時間のような短い時間間隔で相互相関関数は平均がゼロであるが、相互相関関数は二項分布になる。このように互いに信号

干渉はこれらが同一のパワースペクトル密度で広帯域幅のガウス雑音であるのと丁度同じである。従って、他の使用者の信号または相互の干渉雑音は最終的に達成可能な能力を制限する。

多通路の存在は広帯域PN-CDMAシステムに通路ダイバーシティを提供できる。2以上の通路が1マイクロ秒の通路遅延差より大きい値で利用できれば2以上のPN受信機がこれらの信号を別々に受信することに利用できる。これらの信号が典型的に多通路フェージングで別々に示されるので、即ちこれらは通常一緒にフェードしないで、2つの受信機の出力はダイバーシティ結合されることができる。それ故性能の損失は両者の受信機が同時にフェードしたときのみ生じる。本発明の1つの局面はダイバーシティ結合器との組合せで2以上のPN受信機を提供することである。フェージングを克服するように多通路信号の存在を開拓するために通路ダイバーシティの結合動作が行われることを可能にする波形を使用することが必要である。

それ故本発明の目的は相互干渉を減少するように直交し、より多くの使用者能力を許容し、通路ダイバーシティを支持し、その結果フェージングを克服するPNシーケンスを生成することである。

#### 発明の概要

自動車セル電話状況における拡張スペクトル通信技術、特にCDMA技術の設備は他の通信システム技術にまさるシステムの信頼性と能力を大きく増強する特徴を提供する。前述

されている。

#### 図面の簡単な説明

図1はCDMAセル電話システムの実施態様の概略図である。

図2はCDMAセル電話システムに設けられたセル局装置のブロック図である。

図3はセル局受信機のブロック図である。

図4はセル局送信変調器のブロック図である。

図5は同期チャンネル符号同期の1例のタイミング図である。

図6は直交被覆を有する同期チャンネルタイミングの実施態様のタイミング図である。

図7は総合的なセル-自動車リンクタイミングのタイミング図の1例である。

図8は自動車電話スイッチング局装置のブロック図である。

図9はCDMAセル電話システムのCDMA通信のために配置された自動車ユニット電話装置のブロック図である。

図10は自動車ユニット受信機のブロック図である。

図11は自動車ユニット送信変調器のブロック図である。

図12はバースト伝送の可変データ速度の自動車セルリンクのタイミング図の1例である。

図13は総合的な自動車セルリンクタイミングのタイミング図の1例である。

#### 好みしい実施例の説明

CDMAセル電話システムでは各セル局は複数の変調器復

のCDMA技術はフェージングおよび干渉のような問題を容易に克服することを可能にする。従ってCDMA技術はさらに多くの周波数再使用を促進し、システム使用者数の実質的な増加を可能にする。

本発明は相互干渉が減少され、高い能力とより優れたリンク性能を可能にするように使用者の間の直交性を提供するPNシーケンスを組立てるためのすぐれた改良された方法およびシステムである。コード時間フレームが互いに時間並列されてえれば、直交PNコードにより相互相関関数は予め定められた時間間隔にわたってゼロであり、直交コードの間の干渉のない結果を生じる。

実施態様では信号は直接シーケンス拡張スペクトル通信信号を使用してセル局と自動車ユニットとの間で通信される。セル-自動車リンクではバイロット、同期、ページング、音声チャネルが限定される。セル-自動車リンクチャネルで通信される情報は通常、コード化され、インターリーブされ、被覆符号の直角位相偏移キー(QPSK)拡張と共に各BPSK符号の直交した被覆で変調したバイ位相偏移キー(BPSK)である。

自動車-セルリンクではアクセスおよび音声チャネルが規定されている。自動車-セルリンクチャネルで通信された情報は通常、コード化し、インターリーブし、QPSK拡張と共に直交信号である。

本発明の特徴、目的、利点は図面を伴った後述の詳細な説明より明白であり、図面の参照数字は同一のものに対して示

調器ユニット又は拡張スペクトル変復調装置を有する。各変復調装置はデジタル拡張スペクトル送信変調器と少なくとも1つのデジタル拡張スペクトルデータ受信機とサーチ受信機とを具備する。セル局の各変復調装置は割当てられた自動車ユニットとの通信を容易にするために必要な自動車ユニットに割当てられる。

柔軟なハンドオフ方式は新しいセル局変復調装置が自動車ユニットに割当てられるCDMAセル電話システムに使用され、古いセル局の変復調装置は呼びのサービスを継続する。自動車ユニットが2つのセル局の間の転移領域に位置されると、呼び出しは信号強度の指令通りにセル局の間で切替えられる。自動車ユニットが常に少なくとも1つのセル局変復調装置を通して通信されるので、自動車ユニットまたはサービス中の不通効果は少ない。従って自動車ユニットはフェージング効果を緩和するダイバーシティ機能に加えてハンドオフ処理を助長するために多重受信機を使用する。

CDMAセル電話システムでは各セル局は“バイロット探索波”信号を伝送する。セルがセクタに分割されると、各セクタは間違する異なるバイロット信号をセル内で有する。このバイロット信号は初期のシステム同期を得るために粗状態時間、周波数、信号を送信されたセル局の追跡をする位相を提供するため自動車ユニットにより使用される。各セル局はまたセル局弁別、システムタイミング、自動車ページング情報、種々の他の制御信号のような拡張スペクトル変調情報を送信する。

各セルの各セクタにより送信されるバイロット信号は同一の拡張コードであるが異なったコード位相オフセットを有する。位相オフセットはバイロット信号が互いに非別されることを可能にし、従ってセル局又はセクタの始まりを弁別する。同一のバイロット信号コードの使用は自動車ユニットが全てのバイロット信号コード位相を通じる单一のサーチによりシステムタイミング同期を見つけることを可能にする。最も強いバイロット信号は各コード位相の相關処理によって決定されるよう容易に識別可能である。弁別された最强のバイロット信号は通常最も近いセル局により送信されたバイロット信号に一致する。しかし最强のバイロット信号は最も隣接したセル局により送信されようとそうでなかろうと使用される。

最高强度のバイロット信号の捕捉、即ち最高强度のバイロット信号を有する自動車の初期同期において、自動車ユニットはセル内の全てのシステム使用者により受信される別の限波をサーチする。同期チャンネルと呼ばれるこの限波はシステム中の自動車により使用されるシステム情報を含む放送メッセージを伝送する。システム情報は長いPNコード、インターリーバーフレーム、パーコード、付加的なサーチなしに自動車ユニットが同期するのに使用される他のシステムのタイミング情報を可能にする情報を伝達することに加えてセル局とシステムを弁別する。ページングチャンネルと呼ばれる別のチャンネルもまた呼びが自動車に到着したことを示す自動車へのメッセージの送信と自動車が呼びを開始したときのチャンネル割当に応答するために設けられている。

ニットに示したものである。

本発明の実施例の電話システムが図1に示されている。図1で示されたシステムはシステム自動車ユニット又は自動車電話とセル局との間の通信における拡張スペクトル変調技術を使用する。

大都市のセルシステムは数十万の自動車電話のサービスをする数百のセル局ステーションを有する。拡張スペクトル技術の使用、特にCDMAでは通常FM変調セルシステムと比較してこのサイズのシステムの使用者能力における増加を容易に助長する。

図1ではシステム制御装置とスイッチ10もまた自動車電話スイッチング局(MTSO)と呼ばれており、典型的にセル局に対するシステム制御を行なうインターフェースと処理回路を含んでいる。制御装置10もまた公衆電話交換網(PSTN)から適切な自動車ユニットへの伝送のための適切なセル局への電話呼び出しの路線を制御する。制御装置10はまた少なくとも1つのセル局を経て自動車ユニットからPSTNへの呼び出しの路線を制御する。制御装置10は自動車ユニットが典型的に互いに直接通信しないので適切なセル局を介して自動車使用者間の呼びを接続する。

制御装置10は専用電話線、光ファイバリンク又はマイクロ波通信リンクのような種々の手段によりセル局と結合されている。図1では例示的に2つのこののようなセル局12,14がそれぞれセル電話装置を含む自動車ユニット16,18と共に含まれている。セル局12,14はここで説明され、図示されている

自動車ユニットはセクタ又は送信バイロット信号に隣接するセル局に対応するコードオフセットで受信したバイロット搬送波信号コードを走査しつづける。この走査は近接するセクタ又はセルから発するバイロット信号が最初に最も強度が高いと決定されたバイロット信号より強くなるかどうかを決定するために行われる。一方、この呼び出しの不活性モードで隣接するセクタ又は隣接するセル局バイロット信号が最初のセル局セクタ又はセル局の送信バイロット信号のバイロット信号より強度が強くなると、自動車ユニットはより強度の強いバイロット信号および新しいセクタ又はセル局の対応する同期およびページングチャンネルを捕捉する。

呼び出しが開始されると疑似雜音(PN)コードアドレスはこの呼び出しの継続期間中の使用のため決定される。コードアドレスはセル局により割り当てられるか自動車ユニットの識別値を基礎とする事前調整により決定される。呼び出しの開始後、自動車ユニットは近接するセクタ又はセルのバイロット信号に加えて通信が行われるセル局により送信されるバイロット信号を走査し続ける。バイロット信号の走査は隣接するセクタ又はバイロット信号を伝送するセルのいずれかが自動車ユニットが通信しているセル局により送信されるバイロット信号より高強度になるかどうかを決定するために繰り返される。隣接するセルまたはセルセクタと関連するバイロット信号が現在のセルまたはセルセクタのバイロット信号より高強度になると、これは新しいセルまたはセルセクタに入り、ハンドオフが開始されなければならないことを自動車ユ

ニットに示したものである。

ようにセル全体をサービスするものと考えられている。しかしセルは地理的にセクタに分割され、このセクタはそれぞれ異なるカバー範囲として扱われていることを理解すべきである。従ってハンドオフは多重セルに対してここで記載されていると同一のセルのセクタの間で行われ、ダイバーシティもまたセルに対してと同様にセクタの間で行われる。

図1では矢印の線20a～20bと22a～22bはそれぞれセル局12と自動車ユニット16,18との間の可能な通信リンクを規定する。同様に矢印の線24a～24bと26a～26bはそれぞれセル局14と自動車ユニット16,18との間の可能な通信リンクを規定する。セル局12,14は同等のパワーを使用して送信する。

セル局サービス領域又はセルは自動車ユニットが通常1つのセル局に近接され、1つのセル内でセクタが複数のセクタに分割されるように地形に基いて組立てられる。自動車ユニットがアイドルであり、即ち通話がおこなわれていないとき、自動車ユニットはそれぞれの近くのセル局からのバイロット信号送信とセルが複数のセルに分割されている單一のセル局から適応可能かどうかを常に捕捉する。図1で示されているようにバイロット信号は局からの、すなわち前方方向の通信リンク20a, 26aでセル局12, 14により自動車ユニットにそれぞれ伝送される。自動車ユニット16はセル局12, 14から伝送されるバイロット信号の信号強度を比較することによりどのセルが入っているかを決定することができる。

図1で示されている例では、自動車ユニット16はセル局12

に近接していると考えられている。自動車ユニット16が呼び出しを開始するとき制御メッセージは最も近いセル局であるセル局12に送信される。セル局12は呼び出し要求メッセージを受信するとき呼び出し番号をシステム制御装置10に送信する。システム制御装置10はPSTNを通じて呼び出しを求められた送り先に接続する。

呼び出しがPSTN内で開始されると制御装置10は呼び出し情報を領域中の全てのセル局に伝送する。セル局は呼び出された送り先の自動車使用者のそれぞれのカバー範囲内でページングメッセージを送信する。送り先の自動車ユニットがページングメッセージを聞き取ると、これは最も近いセル局に伝送される制御メッセージに応答する。この制御メッセージはシステム制御装置にこの特定のセル局が自動車ユニットと通信していることを信号で知らせる。制御装置10はこのセル局を通じての自動車ユニットへの呼びの通路を形成する。自動車ユニット16が最初のセル局であるセル局12のカバー範囲から移動すると呼びを別のセル局を通じて行うことにより呼を継続する。

セル電話システムでは連邦通信局(FCC)は総合して自動車セルリンクに25MHz、セル-自動車リンクに25MHzを割当っている。FCCは2つのサービス提供者の間に同等に割り当てており、その一方はサービス領域のワイヤ線の電話会社であり、他方は抽選で選択されている。割当られる順序のためにリンクの各方向のそれぞれの搬送波に割当られる12.5MHzはさらに2つの帯域に分けられる。ワイヤ線

9600ビットであり、1.2288MHzの選択となりPNチップ速度9600の128倍である。

セル自動車リンクではスペクトル拡張用の二進シーケンスは2つの異なるタイプのシーケンスから組立てられ、それぞれ異なる機能を提供する異なる特性を有する。多通路信号を弁別するために使用されるセル又はセクタの全ての信号に共有される外部コードが存在する。外部コードもまた異なるセル又はセクタにより自動車ユニットに送信される信号の弁別に使用される。また単一セクタ又はセルにより送信される使用者信号の弁別に使用される内部コードも存在する。

セル局の送信する信号の好み実施例における搬送波形設計は1対の二進PNシーケンスにより変調される直角位相(4位相)である正弦搬送波を使用し、この二進PNシーケンスは単一のセクタ又はセルにより送信される外部コードを提供する。シーケンスは同一のシーケンス反の2つの異なるPN発生器により生成される。1つのシーケンスのバイ位相は搬送波の同位相チャンネル(Iチャンネル)を変調し、他のシーケンスのバイ位相は搬送波の直角位相(Qチャンネル)を変調する。結果的な信号は合計され複合4位相搬送波を形成する。

論理“ゼロ”および論理“1”的値は通常二進シーケンスを示すことに使用されるが変調処理に用いられる信号電圧は論理“1”で+Vボルト、論理“ゼロ”で-Vボルトである。バイ位相が正弦波信号を変調するためにゼロボルト平均値の正弦は乗算回路を使用して二進シーケンスにより制御される

搬送波では帯域はそれぞれ10MHzおよび2.5MHzである。ワイヤ線のない搬送波では帯域はそれぞれ11MHzと1.5MHzの広さである。従って1.5MHzより小さい信号帯域幅は全ての帯域に適合され、2.5MHzより小さい帯域幅は1つの帯域以外の全ての帯域に適合される。

利用できるセル周波数スペクトルにCDMA技術を割当てる最大の柔軟性を維持するためセル電話システムに使用される波形は帯域幅で1.5MHzより小さくなければならない。適切な第2の選択は約2.5MHz帯域幅であり、ワイヤ線のセル搬送波の十分な柔軟性とワイヤ線のないセル搬送波のはば十分な柔軟性を可能にする。より広い帯域幅を使用することは増加した多通路弁別を提供する利点を有するが高価な装置と割当てられた帯域幅内の周波数割当におけるより低い柔軟性という形態の不都合な面も存在する。

図1で示したような拡張スペクトルセル電話システムでは設けられた好みの波形の設計は直接シーケンス疑似雜音拡張スペクトル搬送波を含む。PNシーケンスのチップ速度は好みの実施例では1.2288MHzに選択されている。この特別なチップ速度は結果としての帯域幅がフィルタ処理後1つのセルサービス搬送波に割当てられる全帯域幅の約10分の1である1.25MHz程度であるように選択されている。

適格なチップ速度の選択の別の考案はチップ速度がシステムで使用されるベースバンドデータ速度により正確に分けられることが好みである。また約数が2のべき乗であることも望ましい。好みの実施例ではベースバンドデータ速度が毎秒

ようにも+V又は-V電圧レベルにより乗算される。結果的な信号は帯域通過フィルタを通過することにより限定された帯域である。正弦波信号により乗算される前に二進シーケンス波を低域通過フィルタに通し、動作の順序を交換することは技術で知られている。直交位相変調器は異なるシーケンスによりそれぞれ駆動される2つのバイ位相変調器で構成され、バイ位相変調器で使用される正弦信号は位相シフトが90°である。

好みの実施例では送信信号搬送波のシーケンス長は32168チップに選択されている。この長さのシーケンスは変形した最大の長さの線形シーケンス発生器によりゼロビットを長さ32167チップシーケンスに加えることにより生成することができる。結果としてのシーケンスは良好な相互相関関数と自己相関特性を有する。良好な相互相関関数と自己相関関数特性は異なるセルにより送信されるパイロット搬送波の間の相互干渉を阻止するために必要である。

この長さの短いシーケンスは自動車ユニットが最初にシステムタイミングの知識なしでシステムに入ったとき自動車ユニットの捕捉時間を最小限にするために望ましい。未知のタイミングでシーケンス全体の長さは正確なタイミングを決定するためにサーチサーチされるべきである。シーケンスが長い程捕捉サーチが必要とする時間が長くなる。32168より短いシーケンスが使用されることもできるが、シーケンス長が減少されるとコード処理利得が減少することが理解されなければならない。処理利得が減少されるとき近接するセルおよ

び他のソースからの干渉と共に多通路干渉の排除も許容できないレベルまで減少される。従って合理的な時間で捕捉される最長シーケンスを使用することが望ましい。また全てのセルで同一のコードの多項式を使用することも肝ましく、同期を最初に捕捉するとき、どのセルに入っているかを知らずに自動車ユニットが単一のコード多項式をサーチすることによって十分な同期を得ることができる。

同期処理を簡単にするためシステムの全てのセルが互いに同期される。実施例ではセル同期は全てのセルを共通の時間基準、ナブスターグローバルポジショニングシステムの衛星航空システムに同期することで達成され、この衛星航空システムはユニバーサルコーディネイト時間(UTC)に同期される。

異なったセルからの信号は基本的なシーケンスの時間オフセットを提供することにより差動される。各セルは近接したセルとは異なる基本的なシーケンスの異なった時間オフセットを割当てられる。好ましい実施例では32768回復期間は512タイミングオフセットに分けられる。512オフセットは64チャップの間隔を隔てている。セルシステムの各セルの各セクタもまた全ての送信に使用されるオフセットの異なった1つに割当てられる。システムに512以上のセクタ又はセルが存在するとオフセットは本発明のアナログFMセルシステムで再使用される周波数と同様の方法で再使用されることができる。他の設計では512以外の異なった数が使用される。バイロット信号オフセット割当の合理的な管理で、近接したセルが近

ここで  $W^+$  は  $W$  および  $W(1) = 101$  の論理補数を示している。

従って、

$$W(2) = \begin{vmatrix} 0, 0 \\ 0, 1 \end{vmatrix}$$

$$W(4) = \begin{vmatrix} 0, 0, 0, 0 \\ 0, 1, 0, 1 \\ 0, 0, 1, 1 \\ 0, 1, 1, 0 \end{vmatrix}$$

$W(8)$  は以下のようになる。

$$W(8) = \begin{vmatrix} 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \\ 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1 \\ 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1 \\ 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0 \\ 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1 \\ 0, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 0 \\ 0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 0 \\ 0, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 1 \end{vmatrix}$$

ウォルシュシーケンスはウォルシュ関数マトリックスの1つの行である。序数  $n$  のウォルシュ関数はそれぞれの長さが  $n$  ビットである  $n$  シーケンスを有する。

序数  $n$  (他の直交関数と同様) のウォルシュ関数は  $n$  コード符号の時間間隔にわたってセット内の全ての異なったシーケンスの間の相互相間関数はゼロである特性を有し、シーケ

接した時間のオフセットを使用する必要はなくなる。

セル又はセルのセクタの1つにより送信される全ての信号は I および Q チャンネル用の同一の外部の PN コードを共有する。信号はまたウォルシュ関数を使用することにより生成される内部直交コードで拡張される。特定の使用者にアドレスされる信号は外部 PN シーケンス、使用者の電話呼出しの期間中、システム制御装置により割当てられた特定のウォルシュシーケンス又はウォルシュシーケンスのシーケンスにより乗算される。同一の内部コードは I チャンネルおよび Q チャンネルの両者に供給され、内部コードに対して効果的なバイ位相である変調が生じる。

それぞれの長さで、2の  $n$  枚の  $n$  直交二進シーケンスが S. R. Golomb その他のによる文献 (Digital Communication via Space Applications, Prentice-Hall 社、1964年、45~64頁) を参照して設計できることが技術で知られている。実際、直交二進シーケンスセットはまた4の乗算で2百より少ない長さとしても知られている。生成が簡単なこのようなシーケンスの1つの組はウォルシュ関数と呼ばれ、アダマールマトリックスとしても知られている。

$n$  序数のウォルシュ関数は以下のように反復的に規定されることができる。

$$W(n) = \begin{vmatrix} W(n/2), W(n/2) \\ W(n/2), W(n/2) \end{vmatrix}$$

ンスが互いに時間整列される。このことはビットの丁度半分の1つおきのシーケンスから異なるあらゆるシーケンスに注目することにより明らかである。常に1つのシーケンスが全てのゼロを有することと他の全てのシーケンスが1を半分とゼロを半分有することも注目すべきである。

近接したセルおよびセクタは、近接したセルおよびセクタに使用される外部 PN コードが異なっているためウォルシュシーケンスを再使用することができる。特定の自動車位置と2以上の異なるセル間の信号の異なる伝播時間のため一度に両者のセルのウォルシュ関数直交に必要な時間整列の条件を満足することは可能ではない。従って、異なるセルから自動車ユニットに到着する信号の間の弁別を行うため外部 PN コードに信頼を置かなければならない。しかし、セルにより送信された全ての信号は互いに直交し、従って互いの干渉に関与しない。このことはほとんどの位置の大半の干渉を消去し、より高い能力が得られることを可能にする。

システムはさらに可变速度チャンネルである音響チャンネルを想定し、この可变速度チャンネルのデータ速度は使用上データ速度を制御するのに必要な最小限のオバーヘッドでデータブロックからデータブロックへ変化される。可变速データ速度の使用は有益でない会話が伝送されたとき不必要な伝送を除去することにより相互干渉を減少させる。会話活動の変化に従って各ボコーダブロック中の変化するビット数を生成するためボコーダ内でアルゴリズムが使用される。会話活動の期間中、ボコーダは話者の言語活動によって 20, 40, 80, 160

ビットを含む20ミリ秒のデータブロックを生成する。伝送速度の変化により一定量の時間でデータブロックを送信することが望まれる。さらにどの位のビットが送信されるかを受信機に知らせるために信号ビットの必要のないことが望ましい。

ブロックはさうに付加的なパリティビットをブロックするために付加する番号冗長チェックコード(CRCC)を使用することによりコード化され、このパリティビットはデータのブロックが正確に解読されているかどうかを決定することに使用されることがある。CRCCチェックコードは予め定められた二進多项式でデータブロックを分割することにより生成される。CRCCは分割処理の残留ビットの全部又は一部を有する。CRCCは同じ残留ビットの再生成および受信した残留ビットが再生成されたチェックビットと同様であるかを検査することにより受信機でチェックされる。

この開示された発明では受信デコードは全ての可能なブロック長が試験されるまでそれが160ビットを含むように、そして80ビット等を含むかのようにブロックを解読する。CRCCは各試験的解読で算出される。試験解読の1つが正確なCRCCを生じるとデータブロックは受信され、さらに続く処理のためにポコーダに伝送される。試験的解読が有効なCRCCを生成しないと、受信した符号はシステムの信号プロセッサに伝送され、ここで他の処理動作が選択的に行われる。

セル送信機では送信波形のパワーはブロックのデータ速度の変化と共に変化される。最高のデータ速度は最も高い搬送

のチャンネル信号の合算に先立って外部PNコード波形により各音声チャンネルを乗算し、フィルタ動作を行うことが好ましい。線形動作の順序は種々の構成の利点および異なった設計を得るために交換できることも技術で知られている。

セルサービス用の好ましい実施例の波形設計は米国特許第4,901,307号明細書に記載されているようにセル-自動車リンクのバイロット搬送波方法を使用する。全てのセルは同一の32768の長さのシーケンスを使用するバイロット搬送波を送信するが相互干渉を防止するために異なったタイミングでオフセットされる。

バイロット波形は全てゼロのウォルシュシーケンス即ち全てのウォルシュ間数で発見された全てゼロからなるウォルシュシーケンスを使用する。全てのセルのバイロット搬送波の全てゼロのウォルシュシーケンスの使用はバイロット波形の初期的サーチが外部コードのPN同期が得られた後までウォルシュ間数を無効にすることを可能にする。ウォルシュフレームはPNシーケンス長のファクターであるウォルシュフレーミングの長さによりPNコードサイクルに固定される。それ故PNコードのセルアドレシングオフセットが64チップの乗算(又はウォルシュフレーム長)であればウォルシュフレーミングは外部PNコードタイミングサイクルから絶対的に知られる。

サービス領域の全てのセルには正確な同期が供給される。好ましい実施例では各セルのGPS受信機はローカル波形タイミングをユニバーサルコードディネイトタイム(UTC)に

波パワーを使用する。データ速度が最大値より低いと、パワーを低くすることに加えて、変調器は所望な伝送速度を達成するのに必要なだけの回数分それぞれのデータ符号のコード化を繰返す。例えば、最も低い伝送速度ではそれぞれのコード化符号は4回繰返される。

自動車送信機ではピークパワーは一定に維持されるが送信機はデータブロック中の送信されたビット数に応じて時間の1/2又は1/4又は1/8にゲートを開かれる。送信機のオンタイムの位置は自動車使用者のアドレスした使用者コードに従って疑似ランダム的に変化される。

#### セル-自動車リンク

好ましい実施例ではウォルシュ間数サイズ64はセル-自動車リンクで64に密しく(n=64)設定されている。さらに送信される64までの異なった信号はそれぞれ特定の直交シーケンスを割り当てられる。各音声会話のフォワードエラー補正(FEC)のコード化した符号流は割り当てられたウォルシュシーケンスにより乗算される。各音声チャンネルのウォルシュコード化/FECコード化符号流は外部のPNコード波形により乗算される。結果的な拡張符号流は共に合計され複合した波形を形成する。

結果的な複合波形は正弦波搬送波に変調され、帯域通過フィルタに通され、所望の動作周波数に変換され、増幅され、アンテナシステムにより放射される。本発明を別の実施例は丁度ここで記載したセル局送信信号の形成動作のいくつかの順序を交換している。例えばアンテナにより放射される全て

同期する。GPSシステムは1マイクロ秒の正確度より優れた時間同期を可能にする。セルの正確な同期は自動車が1つのセルから別のセルへ呼の進行中に移動するときセル間の簡単な呼のハンドオフを容易にできるようにするため所望である。近接したセルが同期されると自動車ユニットは新しいセルに同期すると困難を持たず、従ってスムーズなハンドオフを容易にする。

バイロット搬送波はより大きな信号対雑音比およびこの信号に対する干渉マージンを提供するように典型的な音声搬送波よりも高パワーレベルで送信される。高パワーレベルのバイロット搬送波は初期捕捉サーチが高速度で行われることと比較的広帯域幅の位相追跡回路によりバイロット搬送波の搬送波位相における非常に正確な追跡を可能にする。バイロット搬送波の追跡から得られる搬送波位相は使用者の情報信号により変調された搬送波の復調のための搬送波位相基準として使用される。この技術は多数の使用者の搬送波が搬送波位相基準に対する共通のバイロット信号を共有することを可能にする。例えば、総合して15の同時音響搬送波を送信するシステムではバイロット搬送波は4つの音響搬送波に等しい送信パワーを割り当てられる。

バイロット搬送波に加えて、全てのシステム使用者により受信される予定の別の搬送波はセル局により送信される。同期チャンネルと呼ばれるこの搬送波はまたスペクトル拡張で同じ32768の長さのPNシーケンスを使用するが予め割当られた異なったウォルシュシーケンスを有する。同期チャンネ

ルはシステム中の自動車により使用されるためのシステム情報を含む放送メッセージを送信する。システム情報はセル局およびシステムを弁別し、自動車情報信号に使用される長いPNコードが付加的なサーチなしで同期されることを可能にする情報を伝達する。

ページングチャンネルと呼ばれる別のチャンネルは呼が自動車に到達したことを示すメッセージを自動車に送信し、自動車が呼を始めるとチャンネル割当に応答するように設計られている。

各音声搬送波は電話呼出しの会話のデジタル表示を伝送する。アナログ会話波形は標準的なデジタル電話技術を使用してデジタル化され、ポコード処理を使用して毎秒約9600ビットのデータ速度に圧縮される。このデータ信号は速度 $r = 1/2$ 、制約長K=9であり、反復され、渦巻きコード化され、非常に低い信号対雑音比および干渉比でシステムを動作可能にするエラー検出および訂正機能を提供するためインターリーブされている。渦巻きコード化、反復、インターリーブの技術はよく知られた技術である。

結果的なコード化された符号は割当られたウォルシュケンスにより乗算され、外部PNコードにより乗算される。この処理は1.2288MHzのPNシーケンス又は9600bpsデータ速度の128倍という結果を生じる。結果的な信号はRF搬送波を変調し、他の音声搬送波と共にパイロットおよびセットアップ搬送波と合計される。加算はPNシーケンスによる乗算の前後のいずれかでIF周波数又はベースバンド周波

セル局はまたセル局制御プロセッサ48を有する。制御プロセッサ48はサーチ受信機31,44と共にデータ受信機36,38,46に結合される。制御プロセッサ48は他の既述の間で信号処理、タイミング信号生成、パワー制御、ハンドオフ、ダイバーシティ、ダイバーシティ結合およびMTSO(図8)とのシステム制御処理インターフェースのような機能を提供する。ウォルシュケンス割当はまた送信機と受信機の割当と共に制御プロセッサ48により提供される。

両者の受信機システムはデータ受信機36,38,46によりダイバーシティ結合器とデコーダ回路50に結合される。デジタルリンク52はダイバーシティ結合器とデコーダ回路50の出力を受信するように結合される。デジタルリンク52はまた制御プロセッサ48、セル局送信変調器54、MTSOデジタルスイッチに結合されている。デジタルリンク52は制御プロセッサ48の制御の下でセル局送信変調器54と回路50を有するMTSO(図8)への信号又はMTSOからの信号を通信するために使用されている。

自動車ユニットの送信信号は予め定められた速度でクロックされるPNシーケンスにより変調される直接シーケンスの拡張信号であり、この予め定められた速度は軽ましい実施例では1.2288MHzである。このクロック速度は9.6Kbpsのベースバンドデータ速度の整数倍であるように選択される。

アンテナ30で受信される信号はアナログ受信機32に供給される。受信機32の詳細はさらに図3で示されている。アンテナ30で受信された信号は周波数変換器100に供給され、

数のような処理の幾つかの異なる点で達成される。

それぞれの音声搬送波はまた他の音声搬送波のパワーに関係する送信パワーを設定する値により乗算される。このパワー制御特性はパワーが比較的好ましくない位置にある送り先であることによってより高いパワーを必要とするリンクに割当られることを可能にする。自動車にはパワーが無駄なしに適切な動作を行うようにレベルを設定することを許容する受信した信号対雑音比を報告する手段が設けられている。ウォルシュ開数の直交特性は時間整列が維持されるならば異なった音声搬送波の異なるパワーレベルを使用することによって妨害されない。

図2はセル局接続の1実施例のブロック図を示している。セル局では2つの受信システムはそれぞれが分離したアンテナと空間ダイバーシティ受信のためのアナログ受信機を有している状態で使用されている。各受信機システムでは信号は信号がダイバーシティ結合処理を終えるまで同一に処理される。破線内の要素はセル局および1つの自動車ユニットの間の通信と対応する要素に一致する。アナログ受信機の出力はまた他の自動車ユニットとの通信に使用される他の要素にも提供される。

図2では第1の受信機システムはアンテナ30、アナログ受信機32、サーチ受信機34、デジタルデータ受信機36を有する。第1の受信機システムはまた任意のデジタルデータ受信機38を有する。第2の受信機システムはアンテナ40、アナログ受信機42、サーチ受信機44、デジタルデータ受信機46を有する。

この周波数変換器100はRF増幅器102およびミキサ104を備えている。受信信号はRF増幅器への入力として供給され、ここでこれらは増幅され、ミキサ104の入力へ出力される。ミキサ104は周波数同期106からの出力である別の入力を供給される。増幅されたRF信号はミキサ104で周波数同期出力信号と混合することによりIF周波数に変換される。

IF信号がミキサ104から帯域通過フィルタ(BPF)108、典型的には1.25MHzの通過帯域を有する表面弹性波(SAW)フィルタに出力され、ここでこれらは帯域通過フィルタ処理される。フィルタ処理された信号はBPF108から信号が増幅されるIF増幅器110に出力される。増幅したIF信号はIF増幅器110からアナログデジタル(A/D)コンバータ112へ出力され、ここでこれらはPNチャップ速度の丁度8倍である9.8304MHzクロック速度でデジタル化される。(A/D)コンバータ112は受信機32の一部として示されているが、代りにデータとサーチ受信機の一部であってもよい。デジタル化されたIF信号は(A/D)コンバータ112からデータ受信機36、任意のデータ受信機38、サーチ受信機34への出力される。受信機32からの信号出力は後述するIおよびQチャンネル信号である。図3のA/Dコンバータ112が単一の装置として示されているが、後述のIおよびQチャンネル信号の分離ではチャンネル分離はIおよびQチャンネルのデジタル化に提供された2つの別々のA/Dコンバータによるデジタル化に先立って実行されることが推定される。RF-IF-ベースバンド周波数の下方変換およびIお

およびQチャンネルのアナログデジタル変換のための装置は技術でよく知られている。

サーチ受信機34は関連するデジタルデータ受信機36および使用される場合にはデータ受信機38が最強の有効な時間ドメイン信号を追跡し処理することを確実にするためセル局で受信信号についての時間ドメインを走査することに使用される。サーチ受信機64は信号をセル局制御プロセッサ48に供給し、これは処理に適切な受信信号を選択するため制御信号をデジタルデータ受信機36, 38に供給する。

セル局データ受信機およびサーチ受信機の信号処理は自動車ユニット中の同様の要素による信号処理に比べて複数の面で異なる。入来側即ち反対或いは自動車-セルリンクでは自動車ユニットはセル局の信号処理のコピーレント基準目的に使用されることのできるバイロット信号を伝送しない。自動車-セルリンクは64アレイの直交信号を使用するコピーレントでない変調、復調方式を特徴とする。

64アレイ直交信号処理では自動車ユニットから送信された符号は $2^6$ のうちの1つ即ち64の異なる二進シーケンスにコード化される。選択されたシーケンスのセットはウォルシュ関数として知られている。ウォルシュ関数のローハレイ信号コード化の最適な受信関数は高速アダマール変換(FHT)である。

図2を再び参照すると、サーチ受信機34およびデジタルデータ受信機36, 38はアナログ受信機32からの信号出力を受信する。自動車ユニットがそれを介して通信する特定のセル局

例示的な実施例において、受信機36は自動車-セルリンク内の自動車ユニットによって発生されるPNシーケンスに対応している $PN_1$ を発生する長いコードのPN発生器124をさらに含む。PN発生器124は、例えば42程度の非常に長い使用者PNコードを発生する最大の線形シーケンス発生器であり、使用者間に識別を与える自動車ユニットアドレスおよび使用者IDのような付加的なファクタによって時間シフトされる。このようなセル局で受信される信号は長いコードの $PN_1$ シーケンスと短いコードの $PN_1$ および $PN_q$ シーケンスの両方によって変調される。別の実施例において、使用者の特定なキーを使用する世界時の64シンボル表示をコード化するデータ暗号規格(DES)を使用する暗号器のような非線形の暗号発生器は、PN発生器124の代りに利用されることができる。

PN発生器124からの $PN_1$ シーケンス出力は、シーケンス $PN_1$ および $PN_q$ を供給するために排他的オアゲート126および128において $PN_1$ および $PN_q$ シーケンスによってそれぞれ排他的オア処理される。

シーケンス $PN_1$ および $PN_q$ は、受信機31からの【およびQチャンネル信号出力に加えてPNのQPSK相関器130に供給される。相関器130は、 $PN_1$ および $PN_q$ シーケンスを有する】およびQチャンネルデータを相関するために利用される。相関器130の相間された【およびQチャンネル出力は、シンボルデータが4チャップ周期によって累積されるアクチュエータ132にそれぞれ供給される。アクチュエータ13

受信機に伝送された拡張スペクトル信号を解読するために適切なPNシーケンスが生成されなければならない。自動車ユニット信号の生成に関する詳細は後述する。

図3で示されているように受信機36は2つのPN発生器即ち、PN発生器120, 122を含み、これは同一の長さの2つの異なる短コードPNシーケンスを生成する。これらの2つのPNシーケンスはさらに後述する変調方式の外部コードに関して全てのセル局受信機と自動車ユニットのPNシーケンスに共通である。PN発生器120, 122は從ってそれぞれ出力シーケンス $PN_1$ 、 $PN_q$ を提供する。 $PN_1$ 、 $PN_q$ シーケンスはそれぞれ同位相(I)と直角位相(Q)チャンネルPNシーケンスと呼ばれている。

2つのPNシーケンス $PN_1$ 、 $PN_q$ は15度の異なる多项式により生成され、通常生成される32767ではなく32768の長さのシーケンスを生成するために増加される。例えば増大が15度のあらゆる最大線形シーケンスの一時に現れる行における14の0のランに対して单一のゼロを付加する形態で生じる。換言すれば、PN発生器の1つの状態がシーケンスの生成で繰返される。従って変形されたシーケンスは1つのランで15の1、1つのランで15のゼロを含む。このようなPN発生器回路は“POWER OF TWO LENGTH PSEUDO-NOISE SEQUENCE GENERATOR WITH FAST OFFSET ADJUSTMENTS”と題する米国特許出願明細書に記載されている。

2および134の出力は、高速アダマール変換(FHT)プロセッサ136への入力として供給される。FHTプロセッサ148は、6シンボルごとに1組の64の係数を生成する。64の係数は、制御プロセッサ48において発生される加重関数によって多重化される。加重関数は、復調信号の強さに関連される。FHT136からの加重データ出力は、さらに処理するためにダイバーシティ結合器およびデコーダ回路50(図2参照)に供給される。

第2の受信機システムは、図2および3の第1の受信機システムに関して議論されるのと同様の方法で受信された信号を処理する。受信機36および46からの加重された64のシンボル出力は、ダイバーシティ結合器およびデコーダ回路40に供給される。回路50は、受信機36からの加重された64の係数を受信機46からの加重された64の係数に加算する加算器を含む。結果的な64の係数は最大係数を決定するために互いに比較される。識別値あるいは最大の64の係数と共に、比較結果の大きさは、回路50において実行されるTiterbiアルゴリズムデコーダにおいての使用的ための1組のデコーダ加重およびシンボルを決定するために使用される。

回路構成50内に含まれるTiterbiデコーダは、強制された長さがK=9を有する自動車ユニットでコード化されたデータのデコードが可能なタイプであり、コード速度r=1/3である。Titerbiデコーダは、最も適切な情報ビットシーケンスを決定するために利用される。周期的に、通常1, 25ミリ秒で信号の品質の評価が得られ、自動車ユニットへデータ

タと共に自動車ユニットパワー調整命令として送信される。この品質の評価の発生におけるさらなる情報は、上記記載の別出版においてさらに詳細に論議されている。この品質の評価は、1.25ミリ秒の期間の平均信号対雑音比である。

各データ受信機は、それが受信している受信信号のタイミングを追跡する。これは、確かに早いローカル基準PNによる受信された信号を相関し、確かに遅いローカル基準PNによる受信された信号を相関する既知の技術によって達成される。これら2つの相間の間の差は、タイミングエラーが存在しない場合に平均が0となる。逆に、タイミングエラーが存在する場合、この差はエラーの大ささおよび記号を示し、受信機のタイミングは次第に調整される。

セル局は、GPS受信機64に結合されるアンテナ62をさらに含む。GPS受信機は、Universal Coordinated Time(UTC)を供給するようなStar Global Positioning System衛星航法システムにおける衛星からアンテナ62に受信される信号を処理する。GPS受信機64は、前述のようなセル局でタイミングを同期するためにプロセッサ48を制御するこれらのタイミング信号を供給する。

図2における任意選択的なデジタルデータ受信機38は、システムの改善された特性のために含まれる。この受信機の構造および動作は、データ受信機36および46に関して記載されたものと類似している。受信機38は、付加的なダイバーシティモードを得るためにセル局で利用される。この付加的なデータ受信機のみあるいは付加的な受信機と共同して、自動車

対のPNシーケンス発生器を含む。これらのPN発生器は2つの異なるPNシーケンス、すなわち図3に関して記載されたような $PN_1$ および $PN_q$ シーケンスを発生する。しかしながら、これらの $PN_1$ および $PN_q$ シーケンスは、セクタおよびセル局アドレスに応じた時間において遅延される。図4において、図3の送信器回路はパイロット、同期、ページングおよび音声チャンネル信号に関してさらに詳しく示されている。送信器回路は $PN_1$ および $PN_q$ シーケンスを発生するPN発生器196および198の2つのPN発生器を含む。PN発生器196および198は、PNシーケンスに予め決められた時間遅延を供給するように制御プロセッサからのセクタあるいはセル局アドレス信号に対応している入力信号に反応する。これらの時間遅延された $PN_1$ および $PN_q$ シーケンスは、同位相(I)および直角位相(Q)チャンネルにそれぞれ関連する。2つのPN発生器のみがセル局あるいはセクタの対応しているチャンネルに対する $PN_1$ および $PN_q$ シーケンスのそれぞれの発生に関して示されているが、それは多くの別のPN発生器の計画が実行されていることを理解されるべきである。例えば、セクタに分割されていないセル局における1対のPN発生器は、同期して外部コードに使用される $PN_1$ および $PN_q$ シーケンスを生成する各パイロット、同期、ページングおよび音声チャンネルに供給される。このような場合は、多數の回路を通して $PN_1$ および $PN_q$ シーケンスを分配することを避ける。

好みの実施例において、チャンネル信号をコード化する

ユニットの送信される信号の別の可能な遅延通路を追跡し、受信できる。受信機38のような選択的な付加的なデジタルデータ受信機は、多重通路信号の発生の可能性が大きいにある密集した都市領域に位置されるこれらのセル局において非常に有効な付加的なダイバーシティモードを供給する。

MTSOからの信号は、制御プロセッサ48の制御に基づいてデジタルリンク52を介して適切な送信変調器に結合される。制御プロセッサ48の制御に基づいた送信変調器54は、目的の受信自動車ユニットへの送信のためデータをスペクトル拡張変調する。送信変調器54の構造および動作に関するさらなる詳細は、図4を参照に以下に論議される。

送信変調器54の出力は、制御プロセッサ48の制御に基づいて送信パワーが制御される送信パワー制御回路56に供給される。回路56の出力は、それがセル局における別の自動車に向けられる送信変調器/送信パワー制御回路の出力と合計される合計器57に供給される。合計器57の出力は、セル局サービス領域内の自動車ユニットへ放射するためのアンテナ60に出力するパワー増幅器回路58に送信するために供給される。図2は、パイロット/制御チャンネル発生器および送信パワー制御回路66をさらに示す。制御プロセッサの制御に基づいた回路66はパイロット信号、同期チャンネル、および回路58およびアンテナ60への出力への結合のためのページングチャンネルを発生し、パワーを制御する。

セル局送信器の例示的な実施例のブロック図は図4に示されている。送信器は外部コードの発生において使用される1

ウェルシュ関数が内部コードとして利用されている。ここに開示されたような例示的な数字において、64の異なるウェルシュシーケンスの総計はパイロット、同期およびページングチャンネル機能に供給されるこれらのシーケンスの3つによって有効である。同期、ページングおよび音声チャンネルにおいて、入力データは回旋してコード化され、既知の技術のようにインターリーブされる。さらに、回旋してコード化されたデータは、既知の技術のようにインターリーブする前に反復されて与えられる。

パイロットチャンネルはデータ変調を含まず、特定のセル局あるいはセクタの全使用者が捕捉あるいは追跡目的のために使用する変調されない拡張スペクトル信号として特徴づけられる。各セル局、あるいはセクタに分割された場合の各セクタは独立なパイロット信号を有する。しかしながら、パイロット信号に対して異なるPN発生器を使用するよりも、異なるパイロット信号を発生するためのさらに効果的な方法は同じ基本シーケンスにおけるシフトを使用することであることが理解されている。この技術を利用して、自動車ユニットは、シーケンス全体を連続して検索し、最も強い相間を生成するオフセットあるいはシフトに調整する。シフトおよび基本シーケンスの使用において、シフトは近接したセル局あるいはセクタにおけるパイロットが干渉あるいは消去してはならないようにされなければならない。

パイロットシーケンスは、多くの異なるシーケンスがシステムにおいて多くのパイロット信号を支持するために基本シ

一ケンスにおけるシフトによって発生されるように十分に長くなければならない。さらに、分離あるいはシフトは、バイロット信号において干渉されることを保証するのに十分に良好でなければならない。したがって、本発明の例示的な実施例におけるバイロットシーケンス長は、 $2^{15}$ に選択される。シーケンスは、特定の状態が検出される時にシーケンスへの追加された余分の0であるシーケンス $2^{15}-1$ によって発生が開始される。例示的な実施例において、64チャップの基本シーケンスにおけるオフセットを有する12の異なるバイロット信号が選択される。しかしながら、オフセットは異なるバイロット信号の数における対応している減少による64チャップオフセットの整数倍である。

バイロット信号の発生において、全て0から成るウォルシュ“0”( $W_0$ )シーケンスはバイロット信号を変調しないよう使用され、本質において $P_{N_1}$ および $P_{N_0}$ シーケンスである。故に、ウォルシュ“0”( $W_0$ )シーケンスは、排他的オアゲートにおける $P_{N_1}$ および $P_{N_0}$ シーケンスによって多重化される。結果的なバイロット信号は、 $P_{N_1}$ および $P_{N_0}$ シーケンスのみを含む。バイロット信号と同じ $P_N$ シーケンスを有する全てのセル局あるいはセクタによって、送信の起点のセル局あるいはセクタの間の差別特性はシーケンスの位相である。

バイロットチャンネルの送信変調器およびパワー制御回路66の部分に関して、ウォルシュ発生器( $W_0$ )200は今論議されたような全てが0の間数に対応している信号を発生する。

制された長さ $K=9$ を有する速度 $r=1/2$ で回旋してコード化されることが好ましく、各コードシンボルは2回繰返される。このコード化速度および強制された長さは全てのコード化された前方リンクチャンネル、つまり同期、ページングおよび音声チャンネルと共通である。例示的な実施例において、シフトレジスタ構造はコード $G_1 = 753$ (8進法)および $G_2 = 561$ (8進法)の発生器に利用される。同期チャンネルに対するシンボル速度は、例示的な実施例における4800bps、つまり1つのシンボルは208μ秒あるいは256PNチャップである。

コードシンボルは、例示的な実施例の40ミリ秒における回旋インターリーバの広がりによってインターリープされる。インターリーバの試験的なパラメータは、I=16およびJ=48である。インターリープについてのさらに詳細は、1987年のHoward E. Sims & Co.,によるData Communication, Networks and Systemsの第343乃至352において認められる。回旋インターリープの効果は信頼性のないチャンネルシンボルを分散することであるので、I-1の隣接するシーケンスあるいは少數のシンボルにおける任意の2つのシンボルがデインターリーバ出力における少なくともJ+1のシンボルによって分離される。同様に、J-1のシンボルの連続したシーケンスにおける任意の2つのシンボルは、デインターリーバ出力で少なくともI+1のシンボルによって分離される。換言すると、I=16およびJ=48である場合、一連の15のシンボルにおいてシンボルは88.5μ秒だけ分離されて

ウォルシュ間数の発生におけるタイミングは、セル局および自動車ユニットにおける全ウォルシュ間数発生器の場合におけるような制御プロセッサによって供給される。発生器200の出力は、排他的オアゲート202および204の両方への入力として供給される。排他的オアゲート202の地方の入力は $P_{N_1}$ 信号を受信し、排他的オアゲート204の地方の入力は $P_{N_0}$ 信号を受信する。 $P_{N_1}$ および $P_{N_0}$ 信号は発生器200の出力によってそれぞれ排他的オアされ、育成パルス応答(FIR)フィルタ206および208への入力としてそれぞれ供給される。フィルタされた信号は、利得制御素子210および212から構成される送信パワー制御回路に供給されるためにFIRフィルタ206および208から出力する。利得制御素子210および212に供給された信号は、制御プロセッサからの入力信号(図示されていない)に応じて利得制御される。利得制御素子からの信号出力は、詳細な構造および機能が後に説明される送信パワー増幅器回路58に供給される。

同期チャンネル情報はコード化され、予め割当てられたウォルシュシーケンスによって排他的オアゲートにおいて多重化される。例示的な実施例において、選択されたウォルシュ間数は32個の“1”とそれに続く32個の“0”から構成される( $W_{32}$ )である。結果的なシーケンスは、排他的オアゲートにおける $P_{N_1}$ および $P_{N_0}$ シーケンスによって多重化される。例示的な実施例において、同期チャンネルデータ情報は1200bpsの速度で典型的に送信変調器に供給される。例示的な実施例において、同期チャンネルデータは強

送信され、時間のダイバーシティが行われる。

特定のセル局あるいはセクタの同期チャンネルシンボルは、セル局あるいはセクタと対応しているバイロット信号に結合される。図5は、64のチャップのシフトによって分離される2つの異なるバイロットチャンネル( $N$ )および( $N+1$ )のタイミングを示す。図5は、例示的なバイロットチャンネルと同期チャンネルのタイミング図を例示として示し、実際のバイロット信号チャップの状態および同期チャンネルシンボルは示されていない。各同期チャンネルは、対応しているバイロットに等しい量によって絶対的な時間にに関してシフトされる2回のコード反復のため、コードシンボル対( $C_i, C_{i+1}$ )の第1のコードシンボル( $C_i$ )を有する新しいインターリーバの周期を開始する。

図5に示されるように、N番目のバイロットチャンネルは時間 $t_i$ で新しいインターリーバの周期あるいはバイロット同期を開始する。同様に、N+1番目のバイロットチャンネルは時間 $t_{i+1}$ で新しいインターリーバの周期またはバイロット同期を開始し、時間 $t_{i+1}$ よりも遅い時間で64チャップを生ずる。例示的な実施例におけるバイロット周期は26.67ミリ秒長であり、128の同期チャンネルコードシンボルあるいは32の同期チャンネル情報ビットに対応する。同期チャンネルシンボルは、26.67ミリ秒に並ぶ回旋インターリーバによってインターリープされる。このように、自動車ユニットはバイロット信号が得られる時に、それは即時同期チャンネルインターリーバの同期化を有する。

同期チャンネルシンボルは、信号において直交性を与えるため割当てられたウォルシューシーケンスによってカバーされる。同期チャンネルにおいて、1つのコードシンボルは4つのカバーシーケンスに及ぶ。つまり、図6に示されるように“32の1” - “32の0”的シーケンスの4回の反復に対して1つのコードシンボルである。図6に示されるように、單一の論理的“1”は32の“1”的ウォルシュチャップの発生を表し、單一の論理的“0”は32の“0”的ウォルシュチャップの発生を表す。同期チャンネルシンボルは、同期チャンネルシフトがウォルシュフレームの整数倍数であるため、関連されたバイロットチャンネルに依存している絶対的な時間によって並められるが、同期チャンネルにおける直交性は依然として保持されている。

例示的な実施例における同期チャンネルメッセージは、長さが変化される。メッセージの長さは、3つのバイロット周期に対応する80ミリ秒の整数倍である。エラー検出のための同期的冗長(CRC)ビットは、同期チャンネル情報ビットに含まれる。

図7は、総合的な例示的なシステムタイミングのタイミング図を示す。2秒の周期において、7つのバイロット周期が存在する。図7において、Nバイロットおよび同期チャンネルはシフトされないバイロットを使用するセクタあるいはセル局に対応するので、バイロットおよび同期信号はUTC時間で正確に並列する。このようなバイロット同期、つまり最初の状態として共通の毎秒1パルス(pps)の信号によっ

いるセクタあるいはセル局音声チャンネルが160ミリ秒のような予め決められた時間で有する。同期チャンネルメッセージを首尾よく信号した後の自動車ユニットは、状態Xを長いコードのPN発生器に正確な時間で負荷する。したがって自動車ユニットの長いコードのPN発生器は、使用者のメッセージのデスクランブルを可能にするために同期化される。

同期チャンネル用の送信変調器およびパワー制御回路56の部分に関して、同期チャンネル情報は制御プロセッサからエンコーダ214へ入力される。上記のように、例示的な実施例における同期チャンネルデータはデコーダ214によって回旋してコード化される。エンコーダ214はコード化されたシンボルの反復をさらに行い、同期チャンネルの場合のコード化されたシンボルが反復される。エンコーダ214から出力するシンボルはインターリーバ215に供給され、シンボルを回旋してインターリーブする。インターリーバ215から出力するインターリーブされたシンボルは、排他的オアゲート216への入力として供給される。

ウォルシュ発生器218は、排他的オアゲート216への別の入力として供給されるウォルシュ(W<sub>32</sub>)に対応している信号を発生する。同期チャンネルのシンボル流およびウォルシュ(W<sub>32</sub>)シーケンスは、排他的オアゲート220および222の両方への入力として出力が供給される排他的オアゲート216によって排他的オアされる。

排他的オアゲート220の別の入力はPN<sub>1</sub>信号を受信し、排他的オアゲート222の別の入力はPN<sub>0</sub>信号を受信する。

て正確に並列する。

シフトされたバイロットが使用される全ての場合において、バイロットシフトに対応しているPN位相オフセットが導入されている。換言すると、バイロット同期(最初の状態)および同期チャンネルメッセージは、1pps信号に聞いて並められる。同期メッセージは、自動車ユニットが次第にタイミングを調整できるため、この位相オフセット情報を搬送する。

同期チャンネルメッセージが正確に受信されるとすぐに、自動車ユニットはページングチャンネルあるいは音声チャンネルのどちらかに同時に同期する能力を有する。バイロット同期で、各同期メッセージの端部に対応している新しい40ミリ秒インターリーバ周期が開始する。同時に、自動車ユニットはコード反復あるいは(c<sub>1</sub>, c<sub>t+1</sub>)対の第1のコードシンボルのデインターリーブを開始し、デコード同期が達成される。デインターリーバ寄込みアドレスは0に初期化され、読み取りアドレスはJに初期化され、メモリのデインターリーバの同期化が達成される。

同期チャンネルメッセージは、自動車ユニットと通信するために割当てられた音声チャンネルに対応する42ビットの長いPN発生器の状態に関する情報を伝送する。この情報は、対応しているPN発生器を同期化する自動車ユニットデジタルデータ受信機で使用される。例えば、図7における同期チャンネルメッセージN+1は状態を表示する42ビットフィールドを含み、状態Xは長いコードのPN発生器に対応して

PN<sub>1</sub>およびPN<sub>0</sub>信号は排他的オアゲート218の出力によってそれぞれ排他的オアされ、有限パルス応答(FIR)フィルタ224および226への入力としてそれぞれ供給される。FIRフィルタ224および226から出力されたフィルタされた信号は、デジタル可変利得制御素子228および230から構成される送信パワー制御回路に供給される。利得制御素子228および230に供給される信号は、制御プロセッサからの入力デジタル信号(図示されていない)に応じてデジタル式に利得制御される。利得制御素子から出力される信号は、送信パワー増幅回路58に供給される。

ページングチャンネルの情報は反復によってコード化され、予め割当てられたウォルシューシーケンスによってインターリーブされ、多重化される。結果的なシーケンスは、PN<sub>1</sub>およびPN<sub>0</sub>シーケンスによって多重化される。特定のセクタあるいはセル局に対するページングチャンネルのデータ速度は、同期チャンネルメッセージにおける割当てられたフィールドにおいて示される。ページングチャンネルデータ速度は可変であるが、次の例示的なデータ速度: 9, 6, 4, 8, 2, 4および1, 2 kbpsの1つで各システムに対して固定される。

送信変調器およびページングチャンネルのパワー制御回路に聞いて、ページングチャンネルの情報は制御プロセッサからエンコーダ232へ入力される。エンコーダ232は例示的な実施例における、チャンネルの割当てられたデータ速度によってシンボルの反復を供給する回旋エンコーダである。エン

コード232 の出力は、シンボルが回旋してインターリープされるインターリーバ233 に供給される。インターリープ装置232 からの出力は、排他的オアゲート234 への入力として供給される。ページングチャンネルデータ速度は変化するが、コードシンボル速度はコード反復によって 19. 2 k b p s で一定に保たれる。

ウォルシュ発生器236 は信号を発生し、それは排他的オアゲート234 への別の入力として供給される予め割当てられたウォルシューケンスに対応している。シンボルデータおよびウォルシューケンスは排他的オアゲート234 によって排他的オアされ、排他的オアゲート238 および240 の両方への入力として供給される。

排他的オアゲート238 の別の入力は  $P N_1$  信号を受信し、排他的オアゲート240 の別の入力は  $P N_0$  信号を受信する。 $P N_1$  および  $P N_0$  信号は排他的オアゲート234 の出力によってそれぞれ排他的オアされ、有限パルス応答(FIR) フィルタ242 および244 への入力としてそれぞれ供給される。FIRフィルタ242 および244 からのフィルタされた信号は、利得制御素子246 および248 から構成される送信パワー制御回路に供給される。利得制御素子246 および248 に供給される信号は、制御プロセッサからの入力信号(図示されていない)に応じて利得制御される。利得制御素子から出力される信号は、送信パワー増幅器回路58 に供給される。

各音声チャンネルのデータは反復によってコード化され、インターリープされ、スクランブルされ、割当てられたウォ

は、9. 6 k b p s, 4. 8 k b p s, 2. 4 k b p s および 1. 2 k b p s の例示的なデータ速度に関して、コードシンボルエネルギー( $E_s$ ) はそれぞれ  $E_s / 2$ ,  $E_s / 4$ ,  $E_s / 8$  および  $E_s / 16$  であり、 $E_s$  は 9. 6 k b p s の送信速度に対する情報ビットエネルギーである。

コードシンボルは回旋インターリーバによってインターリープされるので、異なるエネルギーレベルを有するコードシンボルはインターリーバの動作によってスクランブルされる。エネルギーレベルの追跡を保つため、コードシンボルはスケーリング目的のためにデータ速度を特定化する各シンボルに付着されるラベルを有する。直交ウォルシュのカバーおよびNP の広がりのあと、直角位相チャンネルは有限パルス応答(FIR) フィルタによってデジタル方式でフィルタされる。FIRフィルタは、データ速度にしたがったエネルギースケーリングを達成するためのシンボルエネルギーレベルに対応している信号を受信する。I および Q チャンネルは、1. 1/✓2, 1/✓2 あるいは 1/✓2 の因数によってスケールされる。1 実施例において、ボコーダはフィルタスケーリング係数を制御するため FIR フィルタに 2 ビット番号の形をとってデータ速度ラベルを供給する。

図4において、2つの例示的な音声チャンネルの回路、音声チャンネル(1) および(i) が示されている。音声チャンネル(1) のデータは、関係するボコーダ(図示されていない) から送信変調器54(図3参照) へ入力される。送信変調器54 はエンコーダ250<sub>i</sub>、インターリーバ251<sub>i</sub>、排他的

ウォルシューケンス( $W_i - W_j$ ) によって多重化され、 $P N_1$  および  $P N_0$  シーケンスによって多重化される。特定のチャンネルによって使用されるウォルシューケンスは、チャンネルがアナログ FM セル局システムにおける呼び出しに割当てられるのと同じ方法による呼び設定時間でシステム制御装置によって割当てられる。ここに示される例示的な実施例において、61までの異なるウォルシューケンスが音声チャンネルによって有効に使用される。

本発明の例示的な実施例において、音声チャンネルは可変データ速度が利用される。可変データ速度の利用の目的は、音声活性がないために別の使用者への特定の音声チャンネルによって発生される干渉を減少する時にデータ速度を下げる事である。可変速度データを供給することが想像されるボコーダは、別出願の米国特許明細書 "VARIABLE RATE VOCODER" において開示されている。このようなボコーダは、20 ミリ秒フレームベースの音声活性に基づいた4つの異なるデータ速度でデータを生成する。例示的なデータ速度は、9. 6 k b p s, 4. 8 k b p s, 2. 4 k b p s および 1. 2 k b p s である。データ速度は 20 ミリ秒ベースで変化するが、コードシンボル速度は 19. 2 k s p s でコード反復によって一定に保たれる。したがって、コードシンボルはそれぞれのデータ速度 4. 8 k b p s, 2. 4 k b p s および 1. 2 k b p s に対して 2, 4 および 8 回繰返される。

可変速度の方式は干渉を減少するために考案されているので、低速度のコードシンボルは低いエネルギーを有する。例え

オアゲート252<sub>i</sub>, 255<sub>i</sub>, 256<sub>i</sub> および 258<sub>i</sub>、PN発生器253<sub>i</sub> およびウォルシュ発生器( $W_i$ ) 254<sub>i</sub> から構成される。

音声チャンネル(1) のデータは、例示的な実施例において入力データ速度にしたがったコードシンボル反復によって回旋してコード化されるエンコーダ250<sub>i</sub> に入力される。コード化されたデータはインターリーバ251<sub>i</sub> に供給され、それは例示的な実施例において回旋してインターリープされる。インターリーバ251<sub>i</sub> は、FIR フィルタに対するデータ速度で識別するシンボルデータによってインターリープされる 2 ビットデータ速度ラベルを音声チャンネル(i) に関連されるボコーダから受信する。データ速度ラベルは、送信されていない。自動車ユニットのデコーダは全ての実行可能なコードを確認する。インターリープされたシンボルデータは、排他的オアゲート252<sub>i</sub> の入力に対する 19. 2 k s p s の例示的な速度でインターリーバ251<sub>i</sub> から出力される。

例示的な実施例において、各音声チャンネル信号はセル局から自動車への送信において秘密性を供給するためにスクランブルされる。このようなスクランブルは必要とされないが、通信において秘密性を高める。例えば、音声チャンネル信号のスクランブルは、使用者IDの自動車ユニットアドレスによって決定される PN コードを有する音声チャンネル信号をコード化している PN によって達成される。このようなスクランブルは、自動車からセル局への通信の特定な受信機に関して図3を参照して論議されるような  $P N_1$  シーケンスある

いは暗号機構を使用する。したがって、分離した PN発生器は図4に示されるような機能のために構成される。スクランブルはPNシーケンスに関して論議されているが、スクランブルはこれらの既知の技術を含んでいる別の技術によって達成される。

再び図4を参照すると、音声チャンネル(i)の信号のスクランブルは、制御プロセッサから割当てられた自動車ユニットアドレスを受信するPN発生器253<sub>i</sub>を供給することによって達成される。PN発生器253<sub>i</sub>は、排他的オアゲート251<sub>i</sub>への別の入力として供給される独特なPNコードを発生する。排他的オアゲート252<sub>i</sub>の出力は、排他的オアゲート255<sub>i</sub>の1つの入力に代りに供給される。

ウォルシュ発生器(W<sub>i</sub>)254<sub>i</sub>は、制御プロセッサからの機能選択信号およびタイミング信号に応じて予め割当てられたウォルシュシーケンスに対応している信号を発生する。機能選択信号の値は、自動車ユニットのアドレスによって決定される。ウォルシュシーケンス信号は、排他的オアゲート255<sub>i</sub>への別の入力として供給される。スクランブルされたシンボルデータおよびウォルシュシーケンスは、排他的オアゲート256<sub>i</sub>および258<sub>i</sub>の両方へ入力として供給される出力を有する排他的オアゲート255<sub>i</sub>によって排他的オアされる。セル局のその他の全てのPN発生器およびW<sub>i</sub>発生器に加えてPN発生器253<sub>i</sub>は、1.2288MHzで出力を供給する。PN発生器253<sub>i</sub>が排他的オアゲート255<sub>i</sub>に対して19.2kHzの速度で出力を供給するデシメータを含むこと

ると、2つのコードシンボルはパワー制御情報によって与えられる極性を有する2つの等しいコードシンボルによって置換される。さらに、パワー制御ビットは、9600bpsビット速度に対応しているエネルギーレベルで送信される。

パワー制御情報流に与えられる付加的な強制は、ビットの位置が自動車-セルチャンネル間でランダム化されなければならない。一方、全エネルギーパワー制御ビットは、規則的な間隔で干渉のスパイクを生成し、このようなビットの換出力を減少させる。

図4は音声チャンネル(j)をさらに示し、それは機能および構造において音声チャンネル(i)と等しい。示される実施例において全体で61までの音声チャンネルの合計を有するさらに多くの音声チャンネル(図示されていない)が存在することに注目される。

図4のウォルシュ発生器に関して、ウォルシュ関数は既知の方法によって容易に生成される1組の直交2進シーケンスである。ウォルシュ関数において関係のある特性は、64の各シーケンスが別のシーケンス全てに完全に直交することである。このように、任意の対のシーケンスは、それらが一致するようなビット位置、つまり64のシンボルの間隔に関して32であるのとちょうど同数のビット位置において異なる。このように情報がウォルシュシーケンスによる送信のためにコード化される時、受信機は所望な“複数”信号としてウォルシュシーケンスの任意の1つを選択できる。別のウォルシュシーケンスでコード化された任意の信号エネルギーは排除さ

が注目されるべきである。

排他的オアゲート256<sub>j</sub>の別の入力はPN<sub>j</sub>信号を受信し、一方、排他的オアゲート258<sub>j</sub>の別の入力はPN<sub>q</sub>信号を受信する。PN<sub>j</sub>およびPN<sub>q</sub>信号は、排他的オアゲート252<sub>j</sub>の出力によってそれぞれ排他的オアされ、有限パルス応答(FIR)フィルタ260<sub>j</sub>および262<sub>j</sub>へ入力としてそれぞれ供給される。入力シンボルは、回旋インターリーバ251<sub>j</sub>からの入力データ速度ラベル(図示されていない)にしたがってフィルタされる。FIRフィルタ260<sub>j</sub>および262<sub>j</sub>から出力するフィルタされた信号は、利得制御素子264<sub>j</sub>および266<sub>j</sub>から構成される送信パワー制御回路56に供給される。利得制御素子264<sub>j</sub>および266<sub>j</sub>に供給される信号は、制御プロセッサからの入力信号(図示されていない)に応じて制御される。利得制御素子からの信号出力は、送信パワー増幅器回路58に供給される。

音声ビットに加えて、前方リンク音声チャンネルはパワー制御情報を搬送する。パワー制御ビット速度は、例示的な実施例において8000bpsである。所定の自動車からの自動車-セル信号を復調しているセル局受信機は、特定の自動車にアドレスされたセル-自動車音声チャンネルに挿入されるパワー制御情報を発生する。パワー制御特性のさらに詳細は上記の別出願米国特許明細書に開示されている。

パワー制御ビットは、コードシンボルパンクチュアと呼ばれる技術によって回旋インターリーバの出力で挿入される。換算すると、パワー制御ビットが送信されることを必要す

れ、所望の1つのウォルシュシーケンスに対する相互干渉は生じない。

セル-自動車リンクの例示的な実施例において、前述されたような同期、ページングおよび音声チャンネルは、強制された長さK=9およびコード速度r=1/2の回旋コード化を使用する。すなわち、コード化されたシンボルは送信される各情報ビットに対して生成され、送信される。回旋コード化に加えて、シンボルデータの回旋インターリーバがさらに利用される。反復が回旋コード化と共に使用されることが想像される。自動車ユニットにおけるこのタイプのコードの最適なデコーダは柔軟な決断力(Flexible)アルゴリズムデコーダである。標準の設計は復号目的のために使用される。結果的な復号された情報ビットは、自動車ユニットデジタルベースバンド設備に通過される。

再び図4を参照すると、回路58はバイロット、同期、ページングおよび音声チャンネル用のPN<sub>j</sub>およびPN<sub>q</sub>拡張データからアナログ形態へデジタル情報を変換するためのデジタルアナログ(D/A)変換器を含む。特に、バイロットチャンネルPN<sub>j</sub>拡張データは、利得制御素子210からD/A変換器268へ出力される。デジタル化されたデータはD/A変換器268から合計器284へ出力される。同様に、同期、ページングおよび音声チャンネルPN<sub>j</sub>拡張データ用の対応している利得制御素子、すなわち利得制御素子228, 246および264<sub>j</sub>-266<sub>j</sub>の出力は、信号がデジタル化されて合計器284に供給されるD/A変換器272, 276および280<sub>j</sub>-280<sub>j</sub>

にそれぞれ供給される。バイロット、同期、ページングおよび音声チャンネル用の  $P_N_0$  拡張データは利得制御素子 221, 230, 248 および 266<sub>1</sub> - 266<sub>2</sub> から出力され、信号がデジタル化されて合計器 286 に供給される D/A 変換器 270, 274, 278 および 282<sub>1</sub> - 282<sub>2</sub> にそれぞれ供給される。

合計器 284 はバイロット、同期、ページングおよび音声チャンネル用の  $P_N_1$  拡張データを合計し、合計器 286 は同じチャンネルの  $P_N_0$  拡張データを合計する。合計された I および Q チャンネルデータは、ミキサ 288 および 290 に局部発振器 (LO) 周波数信号のサイン ( $2\pi f_t$ ) およびコサイン ( $2\pi f_t$ ) と共にそれぞれ入力され、そこで混合され、合計器 292 に供給される。LO 周波数信号のサイン ( $2\pi f_t$ ) およびコサイン ( $2\pi f_t$ ) は、適当な周波数域 (図示されていない) から供給される。これらの混合された I/F 信号は合計器 292 において合計され、ミキサ 294 に供給される。

ミキサ 294 は、RF 周波数帯域に周波数を上方変換するように周波数シンセサイザ 296 によって供給される RF 周波数信号と合計された信号を混合する。ミキサ 294 からの RF 信号出力は、バンドパスフィルタ 298 を介して RF 増幅器 299 へ出力される。増幅器 299 は、送信パワーリテイア 56 (図 3 参照) からの人力利得制御信号にしたがって帯域限定信号を増幅する。送信パワーリテイア 56 に関して示されている実施例が、単に既知の技術で可能なような信号の合計、混合、フィルタおよび増幅における多くの変化の例示であることが理解されるべきである。

304 は各入力ポートの同じ情報がバイパスあるいは供給される。

多重の直列に結合されたダイバーシティ結合器およびボコーダは処理される呼に付く 1 つずつ並列に設けられている。ダイバーシティ結合器 304 は、2 つ以上のセル局信号からの情報ビットに付随する信号の品質のインジケータを比較する。ダイバーシティ結合器 304 は、ボコーダ 306 への出力に関する情報をフレームごとに送る最高品質のセル局に対応しているビットを選択する。

ボコーダ 306 は、標準の 6.4 Kbps の PCM 電話形態、アナログ、あるいは任意の別の標準のフォーマットにデジタル化された音声信号のフォーマットを変換する。結果的な信号はボコーダ 306 からデジタルスイッチ 308 へ送信される。システム制御プロセッサ 300 の制御に基づいて、呼は PSTN に経路が定められる。

自動車ユニットへ向けられる PSTN から出力する音声信号は、システム制御プロセッサ 300 の制御に基づいたボコーダ 306 のような適当なデジタルボコーダに結合するためデジタルスイッチ 308 に供給される。ボコーダ 306 はデジタル化された入力音声信号をコード化し、デジタルスイッチ 302 に結果的な情報のビットの流れを直接供給する。システム制御プロセッサに基づいたデジタルスイッチ 302 は、自動車ユニットが通信しているセル局にコード化されたデータを直接制御する。MTSO アナログ音声に送信される情報に関して前に論議されたが、デジタル情報がシステムにおいて通信され

セル局制御プロセッサ 48 (図 3 参照) はデジタルデータ受信機および特定のセル局に対する送信変調器の割当ての応答を有する。制御プロセッサ 48 は呼びの進行、信号の品質、および信号の損失の分解の開始を監視する。セル局は、標準的な電話線、光ファイバあるいはマイクロ波リンクによって結合されるリンク 52 を介して MTSO と通信する。

図 8 は、MTSO において利用される装置のブロック図を示す。MTSO は、システム制御装置あるいは制御プロセッサ 300、デジタルスイッチ 302、ダイバーシティ結合器 304、デジタルボコーダ 306 およびデジタルスイッチ 308 を典型的に含む。示されていないが、附加的なダイバーシティ結合器およびデジタルボコーダはデジタルスイッチ 302 と 308 の間に結合される。

セル局ダイバーシティモードが活性である場合、呼は 2 つのセル局によって処理される。したがって、信号は同じ情報を有する 1 つ以上のセル局から MTSO に到着する。しかしながら、自動車ユニットからセル局への到着あるいは逆リンクのフェーディングおよび干渉のため、1 つのセル局からの信号は別のセル局からの信号よりも品質が良い。

デジタルスイッチ 302 は、1 つ以上のセル局からダイバーシティ結合器 304 への与えられた自動車ユニットに対応している情報流、あるいはシステム制御プロセッサ 300 からの信号によって決定されるような対応しているダイバーシティ結合器へ情報流の通路を定めるのに使用される。システムがセル局ダイバーシティモードにない時、ダイバーシティ結合器

することがさらに想像される。システムに関する適合性を保证するため、データの適当なフレーム構成に注意しなければならない。

自動車ユニットが多重セル局に送信しているハンドオフモードあるいはセル局ダイバーシティモードにある場合、デジタルスイッチ 302 は受信自動車ユニットへの適当なセル局送信機による送信に適当なセル局への呼の経路を定める。しかしながら、自動車ユニットが单一のセル局のみと通信し、またはセル局ダイバーシティモードにない場合、信号は单一のセル局へのみ向けられる。

システム制御プロセッサ 300 は、MTSO との間のデータの経路を定めるためデジタルスイッチ 302 および 306 によって制御を行う。システム制御プロセッサ 300 はまた、セル局および MTSO のボコーダへの呼の割当てを決定する。さらに、システム制御プロセッサ 300 は、MTSO とセル局の間の特定な呼の割当ておよび呼のための  $P_N$  コードの割当てについて各セル局制御プロセッサと通信する。図 8 に示されるように、デジタルスイッチ 302 および 306 は 2 つの分離スイッチとして示されているが、この機能は单一の物理的スイッチング装置によって実行できることを理解すべきである。

セル局ダイバーシティモードが使用される時、自動車ユニットは 2 つのセル局のそれぞれからの最強の多通路信号を識別して捕捉するサーチ受信機を使用する。デジタルデータ受信機は、最強の信号を変調するようにサーチ受信機および制

音プロセッサによって制御される。受信機の数が並列に情報を送信するセル局の数よりも少ない時、スイッチングのダイバーシティ能力が可能である。例えば、単一のデータ受信機のみおよび2つのセル局送信に関して、サーチ装置は両方のセル局からのバイロットを監視し、復調する受信機に対する最強の信号を選択する。この実施例において、選択は各ボーカーフレームあるいは20ミリ秒ごとに同じ周波数で行われる。

システム制御プロセッサは、特定の呼を処理するためにセル局のデジタルデータ受信機および変調器の割当てに応答性を有する。このように、セル-自動車リンクにおいて、システム制御プロセッサは自動車ユニットへの特定の呼の送信におけるセル局で使用されるウォルシューシーケンスの割当てを処理する。加えて、システム制御プロセッサは受信機ウォルシューシーケンスおよびPNコードを制御する。自動車-セルリンクにおいて、システム制御プロセッサは呼のための自動車ユニット使用者のPNコードも制御する。それ故、割当て情報はMTSOからセル局へ、およびそこから自動車-セルへ送信される。システム制御プロセッサはまた、呼の進行、信号の品質および信号の損失の分析の開始を監視する。

#### 自動車-セルリンク

自動車-セルリンクにおいて、チャンネル特性は変調技術が変更されることを命令する。バイロット搬送波は、データ変調の良好な位相基準を供給するために音声搬送波よりも強力でなければならない。同時に多くの音声搬送波を送信する

セル局に関して、單一のバイロット信号は全ての音声搬送波に共用される。それ故、音声搬送波あたりのバイロット信号パワーは非常に小さい。

しかしながら、自動車-セルリンクにおいて、自動車につき通常1つの音声搬送波が存在する。バイロットが使用された場合、音声搬送波よりもパワーがかなり要求される。全システム容量が非常に高いパワーのバイロット信号の存在によって生じられる干渉のため大いに減少されるので、この状況は明らかに望ましくない。それ故、バイロット信号を有さない効果的な復調が可能な変調が使用されなければならない。

レイレーフェーディングによって中断された自動車-セルチャンネルに関して、迅速に変化するチャンネル位相が生じ、受信された信号から位相を得るコスツス(Costas)ループのようなコヒーレント復調器技術は不適当である。敵分コヒーレントPSKのような別の技術が使用されるが、信号対雑音比特性の所要なレベルは提供できない。

このように、2、4あるいはmの信号通信のような直交信号通信の形態が使用されるべきである。例示的な実施例において、64の直交信号通信技術はウォルシュ関数を使用して利用される。mの直交信号通信の復調器は、mのシンボルの送信の継続時間にわたるチャンネルのコヒーレントを必要とする。例示的な実施例において、これは2ビットの時間のみである。

メッセージのコード化および変調処理は、強制された長さK=9およびコード速度r=1/3の回旋エンコーダによっ

て開始する。1秒につき9600ビットの通常のデータ速度で、エンコーディングは1秒につき28800の2進シンボルを生成する。これらは64の可能な文字で1秒につき4800文字の割合でそれぞれ6つのシンボルを含んでいる文字に分類される。各文字は64の2進ビットあるいは“チップ”を含んでいる長さ64のウォルシューシーケンスにコード化される。64のウォルシュチップ速度は、例示的な実施例において1秒につき307,200チップである。

ウォルシュチップは1,2288MHzの速度で動作しているPNシーケンスによって“カバー”、または多重化される。各自動車ユニットは、この目的のために独特なPNシーケンスが割当てられる。このPNシーケンスは呼中の期間のみ割当てられるか、自動車ユニットに対して恒久的に割当てられる。割当てられたPNシーケンスは、使用者PNシーケンスと呼ばれる。使用者PNシーケンス発生器は、各ウォルシュチップに対して4つのPNチップを生成するように1,2288MHzのクロック速度で動作する。

最終的に、1対の長さの短い32768のPNシーケンスが発生される。例示的な実施例において、同じシーケンスがセル-自動車リンクに関して使用される。ウォルシュチップシーケンスがカバーされる使用者PNシーケンスは、それぞれ2つの短いPNシーケンスによってカバー、または多重化される。2つの結果的なシーケンスは直角対の正弦波を2位相変調し、單一の信号に合計される。結果的な信号はバンドパスフィルタ処理され、最終RF周波数に変換され、増幅さ

れ、フィルタされ、自動車ユニットのアンテナによって放射される。セル-自動車信号に関して記載されたように、フィルタ、増幅および変調動作の順序は交換ができる。

別の実施例において、使用者PNコードの2つの異なる位相は直角位相波形の2つの搬送波位相を変調するために生成および使用され、長さが32768のシーケンスを使用の必要性をなくす。別の実施例において、自動車-セルリンクは2重位相変調のみを利用し、短いシーケンスの必要性をなくす。

各信号用のセル局受信機は、各活性自動車信号が受信される短いPNシーケンスおよび使用者のPNシーケンスを生成する。受信機は、分離した相関器におけるコード化された各波形を有する受信された信号エネルギーを相関する。各相関器の出力は64のコードを復調するために分離して処理され、回旋コード化は高速アダマール変換プロセッサおよびViterbiアルゴリズムデコーダを使用する。

自動車-セルリンクに関する別の変調方式において、同じ変調方式がセル-自動車リンクとして使用される。各自動車は、外部コードとして1対の32768長セクタコードを利用する。内部コードは長さ64のウォルシューシーケンスを利用し、それは使用のために自動車に割当てられ、セクタ内に存在する。通常、同じウォルシューシーケンスはセル-自動車リンクに使用されるような自動車-セルリンクの自動車に対して割当てられる。

上記直交PNコード化方式は、64によって除算されたチ

ップ速度の最大の速度に対する変調システムによって使用される効果的な帯域幅の拡張および例示的な実施例において使用される数に対する 19200 Hz を限定する。これは、例示的な実施例に説明されるような大きさによりコード化する m の使用を含む。しかしながら、別の、速度  $r = 1/2$  のように、強制された長さ K = 9 の回旋コードはコード化された 2 進シンボルの部分 2 選択相シフトキー変調によって使用される。セル局における復調器は、IEEE Transactions On Information Theory、1983 年 7 月の第 1 T - 29 卷第 4 号の Andrew J. Viterbi 氏および Andrew M. Viterbi 氏による、論文 "Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier with Application to Burst Digital Transmission"において説明される技術を使用して短い間隔にわたって位相基準は高められる。例えば、位相基準は上記 6.4 の方式と同様にチャンネルの統一性が要求されない 4 つのシンボルのみによって平均化される。

しかしながら、今説明された別的方式の特性は、厳密なレイレーフェーディングの存在および多通路の状況における好みの実施例よりも劣る。しかしながら、例えば、衛星-自動車チャネルおよび地上局-自動車チャネルのフェーディングおよび多通路が厳しくない環境では、この別のシステムの特性は好みの実施例よりも良好である。これは、互いに直交する自動車信号の形成からの利得が DPSK 方式の検出の効率における損失を超えるために生じる。

別の自動車-セルリンクの直交するウォルシュ関数における

幅器 436 に結合されるアンテナ 430 を含む。アンテナ 430 およびダイブレクサ 431 は標準的な設計であり、単一のアンテナを通じて送信および受信を許容する。アンテナ 430 は送信された信号を集め、それをダイブレクサ 432 を通じてアナログ受信機 434 に供給する。受信機 434 は、典型的に 850 MHz の周波数帯域であるダイブレクサ 432 からの RF 周波数信号を受信して増幅および周波数変換し、IF 周波数へ変換する。この変換処理は、受信機を全セル局電話周波数帯域の受信周波数帯域内の任意の周波数に同調可能にする標準設計の周波数シンセサイザを使用して行われる。信号はサーチ受信機 544 に加えてデジタルデータ受信機 540 および 542 へ供給するためにフィルタされ、デジタル化される。

受信機 434 の詳細は、図 10 にさらに示されている。アンテナ 430 からの受信信号は、RF 増幅器 520 およびミキサ 504 から構成されているダウンコンバータ 500 に供給される。受信された信号は、それらが増幅されてミキサ 504 への入力として出力する RF 増幅器 502 への入力として供給される。ミキサ 504 は、周波数シンセサイザ 506 からの信号出力である別の入力を供給される。増幅された RF 信号は、周波数シンセサイザ出力信号と混合されて IF 周波数へミキサ 504 において変換される。

IF 信号は、ミキサ 504 からバンドパスフィルタ (BPF) 508 へ出力され、それは典型的に表面音波 (SAW) フィルタで約 1.25 MHz の通過帯域を有する。SAW フィルタの特性は、セル局によって送信された信号の波形を整合する

る時間整列の要求を満たすため、各セル局受信機は各受信された信号の公称時間からの時間エラーを決定する。与えられた受信された信号の時間が遅れる場合、関係されたセル局変調器および送信機は僅かな増分によってこの自動車へ送信の時間をためるために命令を送信する。反対に、自動車の受信された信号の時間が僅かな時間進んでいる場合、僅かな増分による遅延命令が自動車に送信される。時間調整の増分は、およそ 1/8 PN チップあるいは 10.1.7 ナノ秒で行われる。命令は、10 乃至 50 Hz 程度の比較的低い速度で送信され、デジタル音声データ流に挿入される单一のビットから構成される。

柔軟なハンドオフ動作中、自動車ユニットは 2 つ以上のセル局から信号を受信する。自動車ユニットがセル局の時間調整の命令の 1 つに応じて時間を整列できるので、自動車ユニットは受信される最も強いセル局から受信された命令に応じてその時間を正常にする。信号が送信された自動車ユニットは、最も良の通路を有するセル局によって整列を行う。そうでなければ別の使用者に対する相互干渉が生ずる。

自動車信号を受信している各セル局受信機が上記時間エラーの測定および補正送信動作を実行する場合、全ての自動車の受信された信号は通常ほぼ同じ時間で受信され、干渉が減少する。

図 9 は、自動車ユニット CDMA 電話装置の例示的なプロック図を示す。自動車ユニット CDMA 電話装置は、ダイブレクサ 432 を通じてアナログ受信機 344 および送信パワー増

ために選択される。セル局送信信号は、例示的な実施例においては 1.2288 MHz である予め決められた速度でクロックされた PN シーケンスによって変調される直接シーケンス拡張スペクトル信号である。このクロック速度は、9.6 kbps のベースバンドデータ速度の数倍であるように選択される。

フィルタされた信号は信号が再び増幅される可変利得 IF 增幅器 510 への入力として BPF 508 から出力される。増幅された IF 信号は IF 增幅器から信号がデジタル化されるアナログデジタル (A/D) 変換器 512 に出力される。デジタル信号への IF 信号の変換は、例示的な実施例において PN チップ速度の丁度 8 倍である 9.8304 MHz のクロック速度で生ずる。(A/D) 変換器 512 は受信機 534 の一部分として示されているが、代りにデータおよびサーチ受信機の一部であるてもよい。デジタル化された IF 信号はサーチ受信機 444 であり、(A/D) 変換器 512 からデータ受信機 440 へ出力される。

受信機 434 は、自動車ユニットの送信パワーオーク回路 514 は、IF 增幅器 510 の出力に結合される。増幅された IF 信号のレベルに応じて、AGC 回路 514 は IF 增幅器 510 の利得制御入力にフィードバック信号を供給する。受信機 434 は、送信パワーオーク回路 438 に供給されるアナログパワーオーク信号を生成するために AGC 回路 514 を使用する。

図 9において、受信機 434 からのデジタル化された信号出

力は、デジタルデータ受信機440 および442 とサーチ受信機444 に供給される。低価格で低性能な自動車ユニットはデータ受信機を1つだけ有し、高性能な自動車ユニットはダイバーシティ受信を許容する2つ以上のデータ受信機を有していることが理解されるべきである。

デジタル化されたIF信号は、現在のセル局および全ての近隣のセル局によって送信されるバイロット報送波と共に多くの通行中の呼中の信号を含む。受信機440 および442 の機能は適当なPNシーケンスによってIFサンプルを相関することである。この相関処理は、適当なPNシーケンスを整合する信号の信号対干渉比を高め、別の信号は高めない“処理利得”技術として知られている特性を提供する。相関出力は報送波位相基準として最も近いセル局からのバイロット報送波を使用して同時に検出される。この検出処理の結果はコード化されたデータシンボルのシーケンスである。

本発明において使用されるPNシーケンスの特性は識別が多通路信号に対して行われることである。信号が1つ以上の通路の通過後に自動車受信機に到着する時信号の受信時間に差が生ずる。この受信時間の差は伝播速度によって除算された距離の差に対応する。この時間差が1マイクロ秒を超える場合、相関処理は通路間で識別する。受信機は早いあるいは遅い通路を追跡および受信するために選択できる。受信機440 および442 のような2つの受信機が設けられる場合、2つの独立した通路が追跡され、並列に処理される。

図10にさらに詳細に示されている。データ受信機440 は、 $PN_1$  および $PN_q$  シーケンスを発生し、セル局によって発生されるそれらと対応しているPN発生器516 および518 を含む。時間およびシーケンス制御信号は制御プロセッサ446 からPN発生器516 および518 に供給される。データ受信機440 は、セル局と自動車ユニットの通信に関する適当なウォルシュ関数を供給するウォルシュ発生器520 を含む。ウォルシュ発生器520 は時間信号（図示されていない）および制御プロセッサからの信号を選択する機能に応じて割当てられたウォルシュシーケンスに対応している信号を発生する。呼設定メッセージの一部分として機能選択信号がセル局によって自動車ユニットに送信される。PN発生器516 および518 から出力される $PN_1$  および $PN_q$  シーケンスは、他のオアゲート522 および524 にそれぞれ入力される。ウォルシュ発生器520 は、信号が他のオアゲート522 および524 の両方に出力を与える。

シーケンス $PN_1$  および $PN_q$  は、それらが $PN-QPSK$  相関器526 に入力される受信機440 に供給される。 $PN$  相関器526 は、セル局デジタル受信機の $PN$  相関器と同様の方法で構成される。 $PN$  相関器526 は、 $PN_1$  および $PN_q$  シーケンスを有する受信されたI およびQチャンネルデータを相関し、対応しているアキュムレータ528 および530 に相関されたI およびQチャンネルデータを供給する。アキュムレータ528 および530 は1つのシンボル周期あるいは64チャ

制御プロセッサ446 の制御に基づいたサーチ受信機444 は、同じセル局からの別の多通路バイロット信号およびバイロット信号が送信される別のセル局に対してセル局の受信されたバイロット信号の公称時間の周囲で時間ドメインを連続的に走査する。受信機444 は、公称時間より所望な波形の任意の受信強度を測定する。受信機444 は受信信号中の信号強度を比較し、最強の信号を示す制御プロセッサ446 に信号強度信号を供給する。

プロセッサ446 は、異なった最強の信号をそれぞれ処理するため各データ受信機440 および442 に制御信号を供給する。時折、バイロット信号が送信される別のセル局は現在のセル局信号の強度よりも強くなる。制御プロセッサ446 は、最強のバイロット信号に対応しているセル局への転送を要求している現在のセル局を介してシステム制御装置への送信のための制御メッセージを生成する。受信機440 および442 は2つの異なるセル局を通じて呼を処理する。

柔軟なハンドオフ動作中、自動車ユニットは2つ以上のセル局からの信号を受信している。自動車ユニットがセル局のタイミング調整の命令に応じて時間を整列するので、自動車ユニットは受信される最強のセル局から受信される命令に応じてその時間を正常に移動する。その自動車ユニットで送信される信号は最良の通路を有するセル局と時間的に整列される。それでなければ、別の使用者に対する大きな相互干渉が生ずる。

データ受信機440 のような例示的な受信機のさらに詳細は

別にわたり入力情報を蓄積する。アキュムレータ出力は、制御プロセッサ446 からのバイロット位相信号を受信する位相回転装置532 に供給される。受信されたシンボルデータの位相はサーチ受信機および制御プロセッサによって決定されるバイロット信号の位相にしたがって回転される。位相回転装置532 からの出力は、デインターリーバおよびデコーダ回路に供給されるI チャンネルデータである。

制御プロセッサ446 は、入力自動車ユニットのアドレスあるいは使用者IDに応じて使用者PNシーケンスを発生するPN発生器534 を含む。PN発生器534 からのPNシーケンス出力はダイバーシティ結合器およびデコーダ回路に供給される。セル・自動車信号は自動車使用者アドレスPNシーケンスとスクランブルされるので、PN発生器534 からの出力はセル局受信機におけるような自動車使用者に向かわれる信号が送信されるセル局のデスクランブルにおいて使用される。PN発生器534 は、特に、スクランブルされた使用者データをデスクランブルするために使用されるデインターリーバおよびデコーダ回路に出力PNシーケンスを供給する。スクランブルがPNシーケンスに関して論議されているが、既知の技術を含んでいるその他のスクランブル技術が利用されてもよい。

受信機440 および442 の出力はダイバーシティ結合器およびデコーダ回路448 に供給される。回路448 内に含まれるダイバーシティ結合器回路は、単に整列するように受信されたシンボルの2つの流れの時間を調整し、それらを合計する。

この計算処理は、2つの流れの相対的な信号強度に対応している数で2つの流れを計算することによって処理される。この動作は最大の速度のダイバーシティ結合器と考えられる。結果的な結合された信号流は、回路448 内に含まれる前方エラー検出器（FEC）デコーダを使用して復号される。通常のデジタルベースバンド装置はデジタルボコーダシステムである。CDMAシステムは様々な異なるボコーダ設計が選択するように設計されている。

ベースバンド回路450 は、前述された別出願の米国特許明細書において開示されたような可変速度のタイプであるデジタルボコーダ（図示されていない）を典型的に含む。ベースバンド回路450 は、受話器あるいは別のタイプの周辺装置における接続器として供給する。ベースバンド回路450 は、様々な異なるボコーダ設計が適応する。ベースバンド回路450 は、回路448 から供給される情報にしたがって使用者に出力情報信号を供給する。

自動車・セルリンクにおいて、使用者アナログ音声信号はベースバンド回路560 への入力として受話器を通じて典型的に供給される。ベースバンド回路450 はアナログ信号をデジタル信号に変換するアナログデジタル（A/D）変換器（図示されていない）を含む。デジタル信号はコード化するデジタルボコーダに供給される。ボコーダ出力はエラー補正のために前方エラー補正（FEC）コード化回路に供給される。例示的な実施例におけるエラー補正コード化の実行は、回旋コード化方式で行われる。デジタル化されたコード化信号は

は、ベースバンド回路450 から送信変調器452 に出力される。

送信変調器452 の第1のウォルシュは送信データをコード化し、PNシーケンスが呼に関する割当てられたアドレス機能にしたがって選択されるPN搬送波信号をコード化された信号で変調する。PNシーケンスは、セル局によって送信され、受信機440 および442 と制御プロセッサ446 によって復号される呼設定情報から制御プロセッサ446 によって決定される。別の実施例において、制御プロセッサ446 はセル局による予定によってPNシーケンスを決定する。制御プロセッサ446 は、呼の復号のために送信変調器452 および受信機440 および442 にPNシーケンス情報を供給する。

送信変調器452 の出力は、送信パワー制御回路438 に供給される。信号送信パワーは、受信機434 から供給されるアナログパワー制御信号によって制御される。形式パワー調整命令におけるセル局によって送信される制御ビットはデータ受信機440 および442 によって処理される。パワー調整命令は、自動車ユニット送信のパワーレベルの設定において制御プロセッサ446 によって使用される。この命令に応じて、制御プロセッサ446 は回路438 に供給されるデジタルパワー制御信号を発生する。パワー制御に関する受信機440 および442 、制御プロセッサ446 および送信パワー制御回路438 の関係についての別の情報は、上記別出願の米国特許明細書においてさらに説明されている。

送信パワー制御回路438 は、送信パワー増幅器回路436 にパワー制御された要調された信号を出力する。回路436 は I

F信号を増幅し、適当な出力周波数に信号を同調する周波数シンセサイザ出力信号との混合によってRF周波数に変換する。回路436 は、最終的な出力レベルにパワーを増幅する増幅器を含む。送り先への送信信号は回路436 からダイブレクサ432 に供給される。ダイブレクサ432 はセル局への送信のためのアンテナ340 に信号を結合する。

制御プロセッサ446 はまた、セル局ダイバーシティモード要求およびセル局通信の終了命令のような制御メッセージを生成することができる。これらの命令は送信のための送信変調器452 に供給される。制御プロセッサ446 は、データ受信機440 および442 から受信されるデータに反応し、サーチ受信機444 はハンドオフおよびダイバーシティ結合に関する決定を行う。

自動車ユニットによる送信に関して、自動車使用者のアナログ音声信号はデジタルボコーダを最初に通過する。ボコーダ出力は順次に回旋前方エラー補正（FEC）コード化され、PN搬送波信号でコード化され、要調される64の直交シーケンスである。64の直交シーケンスは、ウォルシュ関数エンコーダによって発生される。エンコーダは、回旋FECエンコーダからの6つの連続的な2進シンボル出力によって制御される。6つの2進が64のウォルシュシーケンスから送信されているものを集合的に決定する。ウォルシュシーケンスは64ビット長である。したがって、ウォルシュ“チャップ”速度は9600bpsデータ送信速度に関して9600\*3\*(1/6) 64-307200bpsでなければならない。

自動車・セルリンクにおいて、一般的の短いPNシーケンスはシステムにおける全音声搬送波のために使用され、使用者のアドレスのコード化は使用者のPNシーケンス発生器を使用して行われる。使用者PNシーケンスは、少なくとも呼び出し中の自動車に独特に割当てられる。使用者PNシーケンスは、最大の線形シフトレジスタシーケンスが増加される32768の長さの一般的のPNシーケンスによって並列的ホアされる。結果的な2進信号は直角位相搬送波をそれぞれ2重位相変調し、合成信号を形成するために合計され、バンドパスフィルタされ、IF周波数出力に変換される。例示的な実施例において、フィルタ処理の一部分は2進シーケンス出力で動作している有限インバ尔斯応答（FIR）デジタルフィルタによって実現に行われる。

受信器出力はデジタル制御プロセッサおよびアナログ受信機からの信号によってパワー制御され、適当な出力周波数に信号を同調する周波数シンセサイザと混合することによって動作のRF周波数に変換され、最終的な出力レベルに増幅される。送信信号は、ダイブレクサおよびアンテナに送られる。

図1-1は、自動車ユニット送信変調器452 の詳しく例示的な実施例を示す。データは、使用者のデジタルベースバンド回路から例示的な実施例において回旋的にコード化されるエンコーダ600 にデジタル信号で供給される。エンコーダ600 の出力は、例示的な実施例においてブロックインターリーバであるインターリーバ602 に供給される。インターリーバされたシンボルは、ブロックインターリーバ602 から送信変

調器452 のウォルシュエンコーダ604 に出力される。ウォルシュエンコーダ604 は、コードシーケンス出力を発生するために入力シンボルを利用する。ウォルシュシーケンスは、排他的オアゲート606 の1つの入力に供給される。

送信変調器452 は、出力PNシーケンスの決定における入力として自動車ユニットのアドレスを受信するPN発生器608 をさらに含む。PN発生器608 は、図3および4を参照に説明されたような使用者の特定な42ビットシーケンスを発生する。全使用者のPN発生器に共通であり、明らかに説明されていないPN発生器608 のきらなる特性は、出力使用者のPNシーケンスの発生におけるマスク技術の利用である。例えば、42ビットのマスクはPN発生器を形成するソフトレジスタの列の各レジスタからのピット出力と排他的オアされる42ビットのマスクの各ビットをその使用者に対して備えられる。マスクおよびソフトレジスタビットの排他的オア動作の結果は、使用者のPNシーケンスとして使用されるPN発生器出力を形成するために共に排他的オアされる。PN発生器608 の出力PNシーケンスおよびシーケンスPN<sub>1</sub> は、排他的オアゲート606 に入力される。ウォルシュシンボルデータおよびPN<sub>1</sub> シーケンスは排他的オアゲート606において排他的オアされ、排他的オアゲート610 および612 の両方への入力として供給される。

送信変調器452 は、PN<sub>1</sub> およびPN<sub>Q</sub> シーケンスをそれぞれ発生するPN発生器614 および616 をさらに含む。全自动車ユニットは、同じPN<sub>1</sub> およびPN<sub>Q</sub> シーケンスを使用

する。これらのPNシーケンスは、例示的な実施例におけるセル-自動車通信において使用されるゼロシフトである。排他的オアゲート610 および612 の別の入力は、PN発生器614 および616 からのPN<sub>1</sub> およびPN<sub>Q</sub> シーケンスがそれぞれ受けられている。シーケンスPN<sub>1</sub> およびPN<sub>Q</sub> は、送信パワー制御回路438 (図9参照) に供給される出力を有する各排他的オアゲートにおいて排他的オアされる。

例示的な実施例において、自動車-セルリンクは強制された長さK=9で速度r=1/3の回旋コードを使用する。コードの発生器は、G<sub>1</sub>=557 (8進法) 、G<sub>2</sub>=663 (8進法) およびG<sub>3</sub>=711 (8進法) である。セル-自動車リンクと同様に、コードの反復は、ボコーディング20ミリ秒フレームベースで発生する4つの異なるデータ速度を適応させるために使用される。セル-自動車リンクとは異なり、反復されたコードシンボルは低いエネルギーレベルでは空中に送信されず、反復グループの1つのコードシンボルのみが公称パワーレベルで送信される。結論として、例示的な実施例におけるコード反復は、以下に示されるようなインターリープおよび変調構造における可変データ速度方式に適合する手段として単に使用される。

正確に1つのボコーディングフレームである20ミリ秒にわたるブロックインターリーバは、自動車-セルリンクにおいて使用される。データ速度を9600bps およびコード速度をr=1/3と仮定する20ミリ秒のコードシンボルの数は576である。Nがインターリーバアレイの行の数に等しく、

Bがインターリーバアレイの列の数に等しいNおよびBバーマータは、それぞれ32および18である。コードシンボルは、行によってインターリーバメモリアレイ中に書き込まれ、列によって読み取られる。

要調ファーマットは、64の直交信号である。換言すると、インターリーブされたコードシンボルは64の直交波形の中から1つを選択するように6グループに分類される。64の時間直交波形は、セル-自動車リンクにおけるカバーシーケンスとして使用される同じウォルシュ関数である。

データ変調時間間隔は208.33μsに等しく、ウォルシュシンボル間隔と呼ばれる。9600bps の208.33μsは2情報ビットに対応し、6つのコードシンボルに等しいコードシンボル速度は28800bps である。ウォルシュシンボル間隔はそれぞれ順次に208.33/64=3.25μsの64の等しい時間間隔にさらに分けられ、ウォルシュチャップと呼ばれる。ウォルシュチャップ速度は、1/3.25μs=307.2kHz である。PN拡張速度、1.2288MHz は2つのリンクに対称であるので、1ウォルシュチャップにつき4つのPNチャップが存在する。

使用者の特定な42ビットPN発生器および1対の15ビットのIおよびQチャンネルPN発生器の3つPN発生器の合計が自動車-セルリンク路において使用されている。使用者の特定な拡張動作にしたがって、信号はセル-自動車リンクにおいて行われるようなQPSK拡張である。各セクタあるいはセル局が特有の長さ2<sup>15</sup>のシーケンスによって識別さ

れたセル-自動車リンクとは異なり、全自动車ユニットは同じIおよびQのPNシーケンスを使用する。これらのPNシーケンスはセル-自動車リンクにおいて使用されるゼロシフトシーケンスであり、バイロットシーケンスと呼ばれる。

コード反復およびエネルギーケーリングは、ボコーディングによって生成される可変速度を適合させるためにセル-自動車リンクにおいて使用されている。自動車-セルリンクは、バースト送信に基づいた異なる方式を使用する。

ボコーディングは、セル-自動車リンクにおけるような20ミリ秒フレームベースの9600, 4800, 2400および1200bps の4つの異なるデータ速度を生成する。情報ビットは速度r=1/3の回旋エンコーディングによってコード化され、コードシンボルは3つの低いデータ速度で2, 4および8回転り返される。したがって、コードシンボル速度は28800bps に一定に保たれている。エンコーディングにしたがって、コードシンボルは1つのボコーディングフレームあるいは20ミリ秒に及ぶブロックインターリーバによってインターリーブされる。576コードシンボルの合計は回旋エンコーディングによって20ミリ秒ごとに発生され、その幾つかは繰り返されるシンボルである。

送信されるコードシンボルシーケンスは、図12において示されている。20ミリ秒のボコーディングフレームがそれぞれ1.25ミリ秒の16スロットにさらに分けられることに注目する。自動車-セルリンクの数値列は、各スロットにおいて28800bps 速度の36のコードシンボルあるいは4800

0 bps 速度の同等の 6 つのウォルシュシンボルが存在することである。1/2 の速度、つまり 4800 bps でスロットはそれぞれ 2 つのスロットを含む 8 グループに分類される。1/4 の速度、つまり 2400 bps でスロットはそれぞれ 4 つのスロットを含む 4 グループに分類され、最終的に 1/8 の速度、つまり 1200 bps でスロットはそれぞれ 8 つのスロットを含む 2 グループに分類される。

例示的なシンボルバースト送信パターンは、図 1-2においてさらに示されている。例えば、1/4 の速度、つまり 2400 bps で第 1 のグループの第 4 のスロット期間中に、インターリーバメモリアレイの第 4 および第 8 の行は列で読み取られ、連続して送信される。送信されたデータのスロット位置は、干渉を減少するためにランダム化されなければならない。

自動車 - セルリンクのタイミングは、図 1-3において示されている。図 1-3 は、自動車 - セルチャンネル、つまり音声およびアクセスを含む図 7 のタイミング図に拡張される。自動車 - セルリンクの同期は次のステップを具備する。

1. 同期メッセージを首尾よく復号、つまり CRC チェックする。
2. 同期メッセージ中で受信される状態を有する長い PN シフトレジスタを負荷する。
3. シフトされたバイロットを使用するセクタから受信している場合のバイロットコード位相オフセットを補償する。

この点において、自動車は同期化、つまり PN 同期化およ

0 bps の速度の音声チャンネルと正確に同じである。例示的な実施例において、セクタ / セル局は 40 ミリ秒のプレアンブルを送信する自動車ユニットを必要とし、アクセスチャンネルのメッセージタイプは 1 つのデータフレームを必要とする。 $k$  が予め定められた時間の原点から経過される 20 ミリ秒の数であるプレアンブルのフレームの数を  $N$  とする。自動車は、式：  $(k, N, +2) - 0$  が成立つ場合のみアクセスチャンネルの送信を始める。

別の通信の適用に関して、エラー補正のコード化、直交シーケンスのコード化および適用にさらに適合する PN コード化の様々な装置を再配列することが望ましい。

例えば、信号が 1 つ以上の地球軌道衛星によって大きな H u b 地球局と自動車端末の間に中継される衛星自動車通信において、チャンネルが地図の自動車チャンネルよりもさらに位相コヒーレントがすぐれているため、リンクの両方向にコヒーレント変調および復調技術を使用することが望まれる。このような適用において、自動車変調器は上記で説明されるような m のコード化を利用しない。代りに、前方エラー補正シンボルの 2 位相あるいは 4 位相変調は、コスト (cost) ループ技術を使用する受信された信号から抽出された搬送波位相を有する通常のコヒーレント復調が使用される。加えて、セル - 自動車リンクに関してここに記載されるような直交ウォルシュ関数のチャンネルが使用される。チャンネル位相が合理的にコヒーレントを維持する限り、この変調および復調システムは高いシステム容量を生ずる m の直交信号よりも低

び実時間同期化を完了し、アクセスチャンネルあるいは音声チャンネルのどちらかに送信し始める。

呼び出しを発信するための自動車ユニットは、セル局を介して別のシステム使用者に対する呼び出しを完成するための信号特性を設けなければならない。自動車 - セルリンクにおける想像されたアクセス技術はスロットされた ALOHA である。反転チャンネルの例示的な送信ビット速度は 4800 bps である。アクセスチャンネルパケットは、情報によって導かれるプレアンブルから構成される。

プレアンブルの長さは、例示的な実施例において 20 ミリ秒のフレームの整数倍であり、自動車がページングチャンネルのメッセージの 1 つにおいて受信するセクタ / セル局パラメータである。セル局受信機は伝播遅延を解決するためにプレアンブルを使用するので、この方式はセル局半径に基づいてプレアンブルの長さを変化できる。アクセスチャンネルの使用者 PN コードは予定されるか、ページングチャンネル自動車ユニットに送信される。

変調は、プレアンブル期間中は固定され一定である。プレアンブルにおいて使用される直交波形は  $W_0$  、つまり全てゼロのウォルシュ関数である。回旋エンコーダの入力における全てのゼロのパターンは所望な波形  $W_1$  を発生することに注目する。

アクセスチャンネルのデータパケットは、1 つあるいは多くて 2 つの 20 ミリ秒フレームから構成される。アクセスチャンネルのコード化、インターリーブおよび変調は、960

i E b / N<sub>0</sub> を有する動作を提供する。

別の実施例において、ポコードおよび FEC 技術を利用する代りに R F 波形に直接スピーチ波形をコード化することが好ましい。ポコードおよび FEC 技術の使用は非常に高いリンク特性を生じるが、実行は非常に複雑であり、付加的な費用および高いパワーの消費を生ずる。これらの欠点は、バッテリーの消費および費用が重要なポケット携帯電話において特に好ましくない。通常のデジタル電話送信の実行において、スピーチ波形は 8 kHz のサンプル速度で 8 ビットのスピーチサンプルとしてデジタルフォーマットで表される。CDMA システムは搬送波位相角度に直接 8 ビットサンプルをコード化する。これは、ポコードあるいは FEC エンコーダ / デコードの必要性をなくす。それは、低い容量を生ずる良好な特性の高い信号対雑音比を必要とする。別の実施例において、8 ビットのスピーチサンプルは搬送波振幅に直接コード化される。別の実施例においてスピーチ波形サンプルは搬送波位相および振幅においてコード化される。

好ましい実施例の前述の説明は、当業者が本発明を形成し、使用することを可能にするために与えられたものである。これらの実施例の様々な変更は当業者に容易に明らかであり、ここに限定される包括的な原理は本発明の機能の利用しない別の実施例に適用される。このように、本発明はここに示される実施例に限定されるものではなく、ここに開示された原理および新しい特徴に適応した幅広い技術的範囲を許容する。

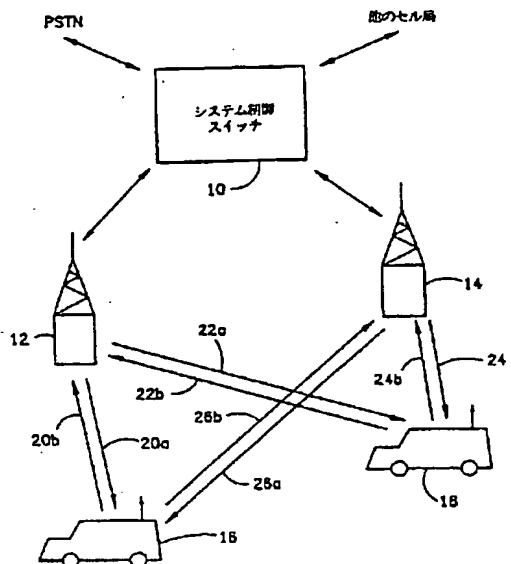


FIG. 1

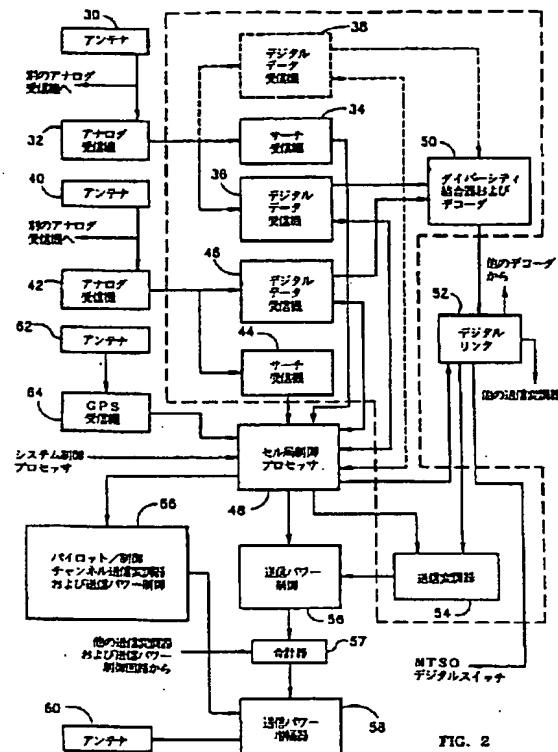


FIG. 2

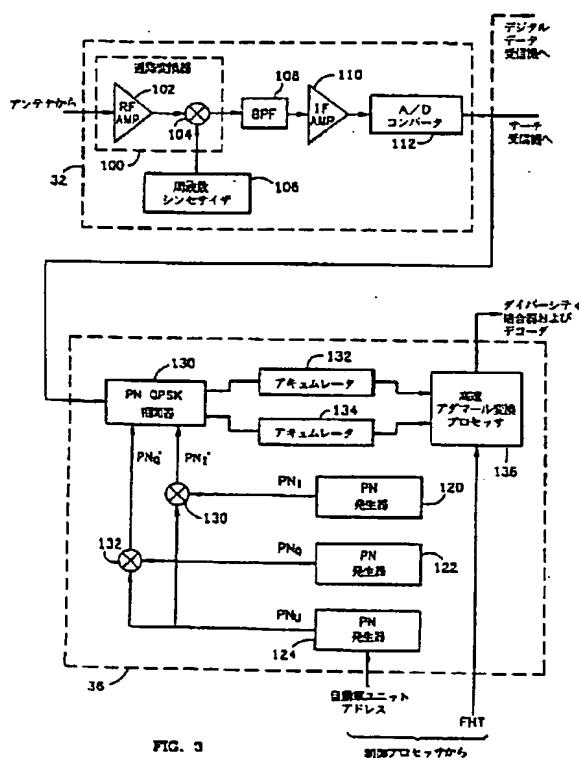


FIG. 3

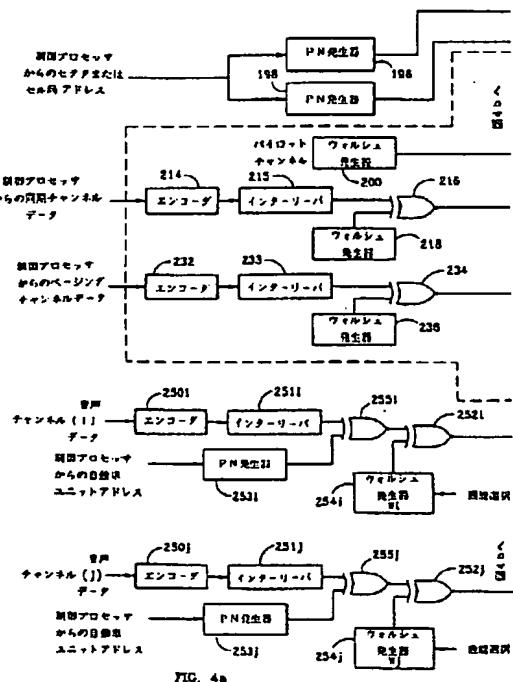


FIG. 4a

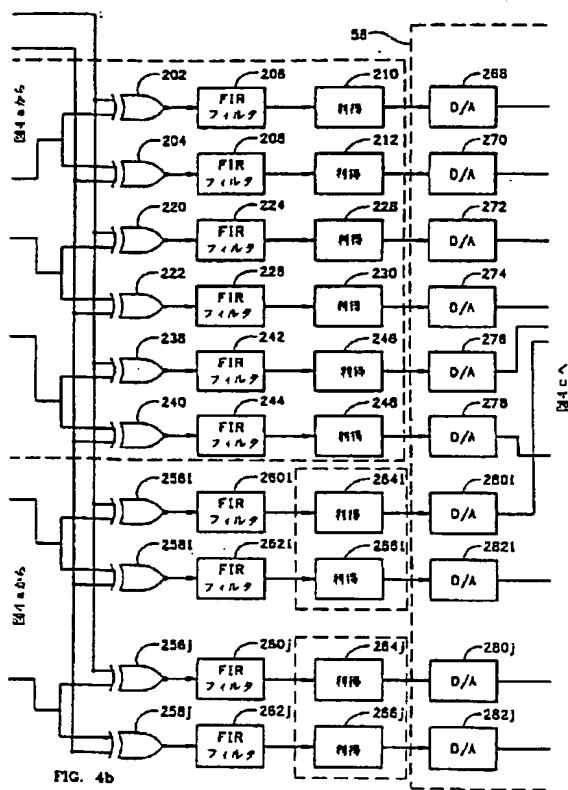


FIG. 4b

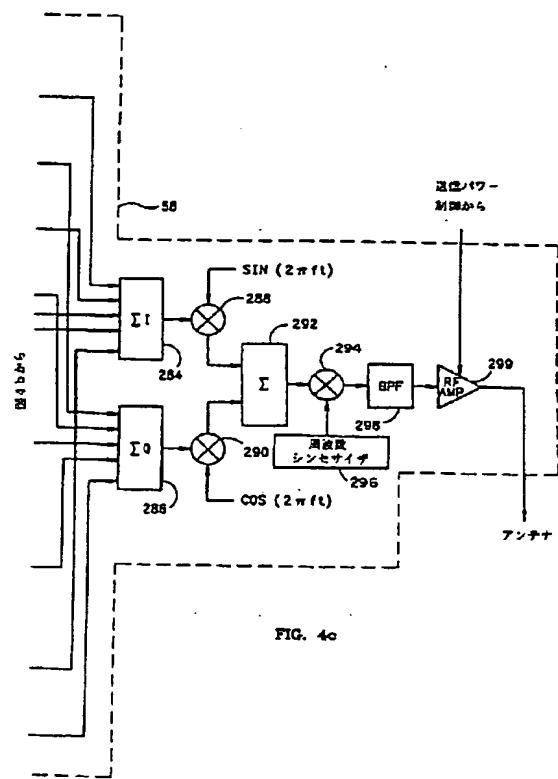


FIG. 4c

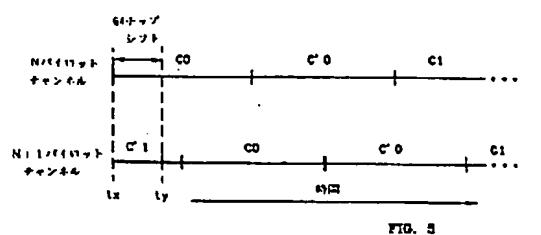


FIG. 5

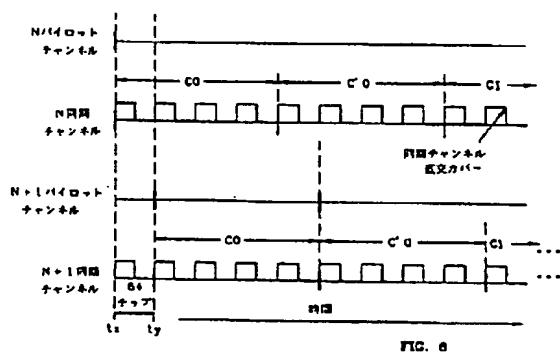


FIG. 6

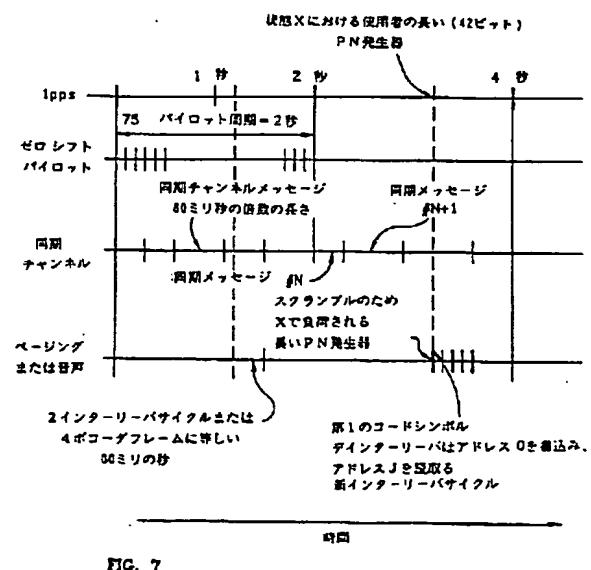


FIG. 7

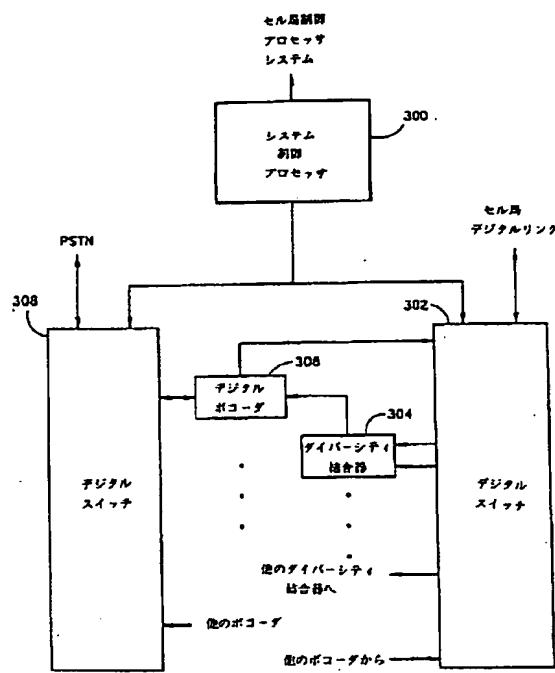


FIG. 8

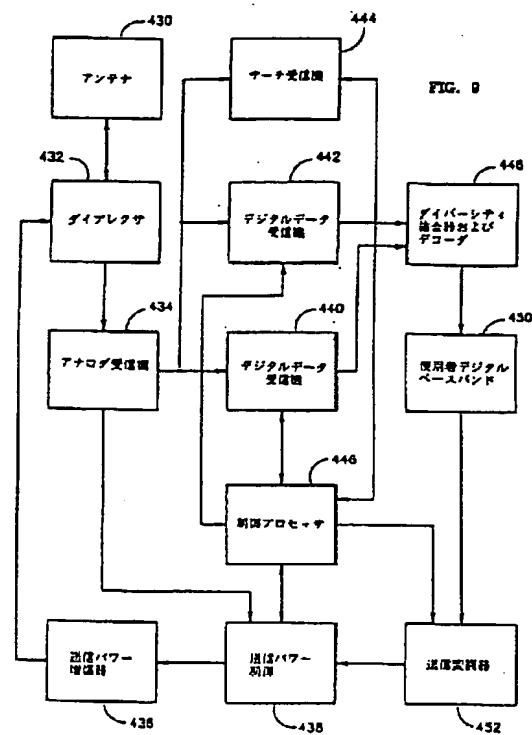


FIG. 9

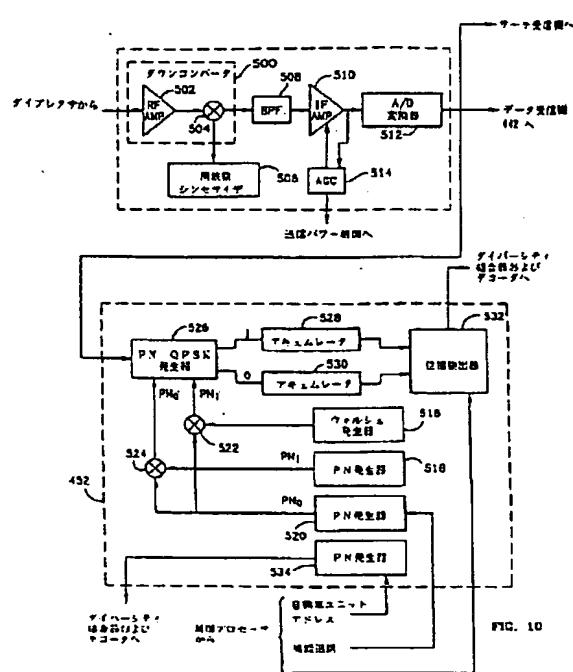


FIG. 10

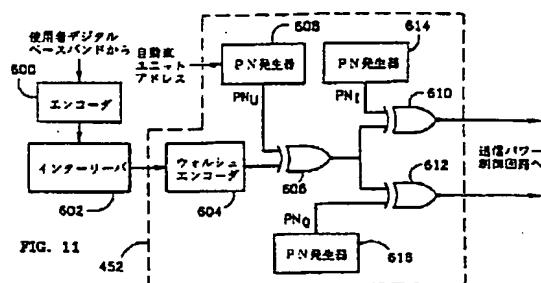


FIG. 11

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

452

補正書の翻訳文提出書(特許法第184条の8)

平成4年12月21日

特許庁長官 麻生 透 殿

1. 国際出願番号

PCT/US91/04400

2. 発明の名称

C D M A セル電波の周波数交換のためのシステム

3. 特許出願人

名 称 クアルコム・インコーポレーテッド

4. 代理人

住 所 東京都千代田区霞が関3丁目7番2号

錦糸内外国特許事務所内

〒 100 電話03(3502)3181 (大代表)

氏名 (5847) 弁理士 鈴江 武彦

(ほか3名)



5. 補正の提出年月日

1992年5月22日

6. 添付書類の目録

(1) 補正書の翻訳文

1通

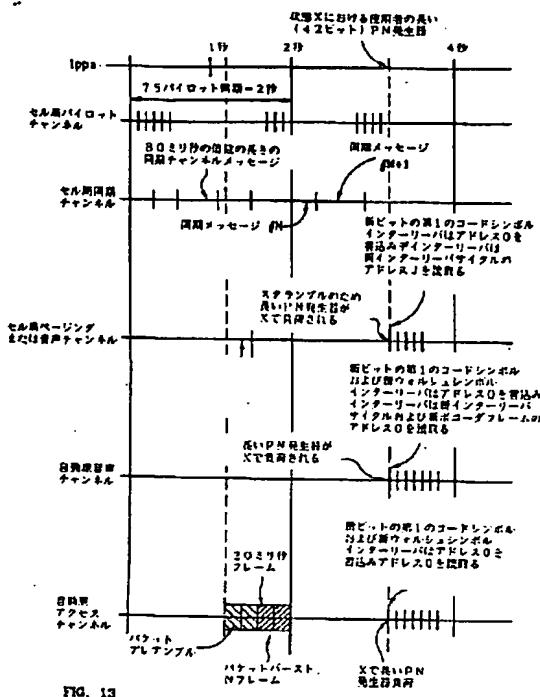


FIG. 13

の方法である。3つの主なタイプのダイバーシティが存在する。即ち時間ダイバーシティ、周波数ダイバーシティ、空間ダイバーシティである。

時間ダイバーシティは反復、時間インターリーブ、エラー検出、反復の形態のコード化を使用することにより最も良く得ることができる。本発明は時間ダイバーシティの形態として3つの各技術を使用する。

広帯域信号である本質的な特性により C D M A は信号エネルギーを広帯域幅に拡張することにより周波数ダイバーシティの形態を提供する。それ故周波数選択的フェージングは C D M A 信号帯域幅の小部分にのみ影響する。

空間または通路ダイバーシティは2またはそれ以上のセル局を通過する自動車使用者からの同時的なリンクを通じる多重信号通路を提供することにより得られる。さらに、通路ダイバーシティは異なった伝播遅延を有する信号の到着が受信され別々に処理されることを可能にすることによる拡張スペクトル処理を通過する多通路状況を回避することにより得られる。通路ダイバーシティの例は1989年11月7日出願の "10 FT BANDOFF IN A C D M A CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" と題する米国特許出願第07/433,030号明細書、1992年3月31日出願の米国特許第5,101,501号明細書および同じく1989年11月7日出願の "DIVERSITY RECEIVER IN A C D M A CELLULAR TELEPHONE SYSTEM" と題する米国特許出願第07/432,522号明細書、1992年4月28日出願の米国特許第5,109,390号明細書に記載されている。

有害なフェージング効果はさらに送信器パワーの制御により C D M A システムで、ある程度の量に制御されることがある。セル局および自動車ユニットパワー制御用のシステムは1989年11月7日出願の "METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A C D M A CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM" と題する米国特許出願第07/433,031号明細書および1991年8月8日出願の米国特許第5,056,109号明細書に記載されている。

米国特許第4,901,307号明細書に記載されているように C D M A 技術は自動車および衛星通信のリンクの両方向のコヒーレント変調と復調の使用を考察している。従って、ここで記載されていることは衛星自動車リンクとセル自動車リンクのコヒーレント位相基準としてのパイロット周波信号の使用である。しかし、地球セル状況ではチャンネルの結果的な位相崩壊により多通路のフェージングの重大度は自動車セルリンクのコヒーレント変調技術の使用を阻止する。本発明はコヒーレントでない変調と復調技術の使用による自動車とセルリンクの多通路の影響を克服する手段を提供する。

米国特許第4,901,307号明細書で記載されている C D M A 技術は各使用者のチャンネルが異なった P N シーケンスを割り当てられている比較的長い P N シーケンスの使用を試みている。異なる P N シーケンスの間の相互相關関数とゼロ以外のあらゆる時間シフトの P N シーケンスの自己相關は両者とも異なる使用者の信号が受信において弁別されることを可能にするゼロ平均値を育する。

しかし、このようなPN信号は直交しない。情報ビット時間のような短い時間間隔で相互相関関数は平均がゼロであるが、相互相関関数は二項分布になる。このように互いに信号

受信機に伝送された拡張スペクトル信号を解読するために適切なPNシーケンスが生成されなければならない。自動車ユニット信号の生成に関する詳細は後述する。

図3で示されているように受信機36は2つのPN発生器即ち、PN発生器120,122を含み、これは同一の長さの2つの異なる短コードPNシーケンスを生成する。これらの2つのPNシーケンスはさらに後述する変調方式の外部コードに関して全てのセル局受信機と自動車ユニットのPNシーケンスに共通である。PN発生器120,122は從ってそれぞれ出力シーケンス $PN_1$ 、 $PN_0$ を提供する。 $PN_1$ 、 $PN_0$ シーケンスはそれぞれ同位相(I)と直角位相(Q)チャンネルPNシーケンスと呼ばれている。

2つのPNシーケンス $PN_1$ 、 $PN_0$ は15度の異なる多项式により生成され、通常生成される32767ではなく32768の長さのシーケンスを生成するために増加される。例えば増大が15度のあらゆる最大の長さの線形シーケンスの一時に現れる行における14の0のランに対して单一のゼロを付加する形態で生じる。換言すれば、PN発生器の1つの状態がシーケンスの生成で繰返される。従って変形されたシーケンスは1つのランで15の1、1つのランで15のゼロを含む。このようなPN発生器回路は“POWER OF TWO LENGTH PSEUDO-NOISE SEQUENCE GENERATOR WITH FAST OFFSET ADJUSTMENTS”と題する米国特許出願明細書に記載されている。

$PN_1$ および $PN_0$ 信号は排他的オアゲート218の出力によってそれぞれ排他的オアされ、有限パルス応答(FIR)フィルタ224および226への入力としてそれぞれ供給される。FIRフィルタ224および226から出力されたフィルタされた信号は、デジタル可変利得制御素子228および230から構成される送信パワー制御回路に供給される。利得制御素子228および230に供給される信号は、制御プロセッサからの入力デジタル信号(図示されていない)に応じてデジタル式に利得制御される。利得制御素子228および230から出力される信号は、送信パワー増幅回路58に供給される。

ページングチャンネルの情報は反復によってコード化され、予め割当てられたウォルシュシーケンスによってインターリープされ、多重化される。結果的なシーケンスは、 $PN_1$ および $PN_0$ シーケンスによって多重化される。特定のセクタあるいはセル局に対するページングチャンネルのデータ速度は、同期チャンネルメッセージにおける割当てられたフィールドにおいて示される。ページングチャンネルデータ速度は可変であるが、次の例示的なデータ速度：9.6, 4.8, 2.4および1.2 kbpsの1つで各システムに対して固定される。

送信変調器およびページングチャンネルのパワー制御回路に関して、ページングチャンネルの情報は制御プロセッサからエンコーダ232へ入力される。エンコーダ232は例示的な実施例における、チャンネルの割当てられたデータ速度によってシンボルの反復を供給する回旋エンコーダである。エン

ルシュシーケンス( $W_i - W_j$ )によって多重化され、 $PN_1$ および $PN_0$ シーケンスによって多重化される。特定のチャンネルによって使用されるウォルシュシーケンスは、チャンネルがアナログFMセル局システムにおける呼び出しに割当てられるのと同じ方法による呼び設定時間でシステム制御装置によって割当てられる。ここに示される例示的な実施例において、61までの異なるウォルシュシーケンスが音声チャンネルによって効率的に使用される。

本発明の例示的な実施例において、音声チャンネルは可変データ速度が利用される。このようなボコードは、20ミリ秒フレームベースの音声活性に基づいた4つの異なるデータ速度でデータを生成する。例示的なデータ速度は、9.6 kbps, 4.8 kbps, 2.4 kbpsおよび1.2 kbpsである。データ速度は20ミリ秒ベースで変化するが、コードシンボル速度は19.2 kbpsでコード反復によって一定に保たれる。したがって、コードシンボルはそれぞれのデータ速度4.8 kbps, 2.4 kbpsおよび1.2 kbpsに対して2, 4および8回繰返される。

可変速度の方式は干渉を減少するために考案されているので、低速度のコードシンボルは低いエネルギーを有する。割り

が注目されるべきである。

排他的オアゲート 256<sub>i</sub> の別の入力は P N<sub>i</sub> 信号を受信し、一方、排他的オアゲート 258<sub>i</sub> の別の入力は P N<sub>q</sub> 信号を受信する。P N<sub>i</sub> および P N<sub>q</sub> 信号は、排他的オアゲート 252<sub>i</sub> の出力によってそれぞれ排他的オアされ、有限パルス応答 (F I R) フィルタ 260<sub>i</sub> および 262<sub>i</sub> へ入力としてそれぞれ供給される。入力シンボルは、回旋インターリーバ 251<sub>i</sub> からの入力データ速度ラベル (図示されていない) にしたがってフィルタされる。F I R フィルタ 260<sub>i</sub> および 262<sub>i</sub> から出力するフィルタされた信号は、利得制御電子 264<sub>i</sub> および 266<sub>i</sub> から構成される送信パワー制御回路 56 の一部分に供給される。利得制御電子 264<sub>i</sub> および 266<sub>i</sub> に供給される信号は、制御プロセッサからの入力信号 (図示されていない) に応じて利得制御される。利得制御電子からの信号出力は、送信パワー増幅器回路 58 に供給される。

音声ビットに加えて、前方リンク音声チャンネルはパワー制御情報を送信する。パワー制御ビット速度は、例示的な実施例において 800 b p s である。所定の自動車からの自動車-セル信号を復調しているセル局受信機は、特定の自動車にアドレスされたセル-自動車音声チャンネルに挿入されるパワー制御情報を発生する。パワー制御特性のさらに詳細は上記の別出願米国特許明細書に開示されている。

パワー制御ビットは、コードシンボルパンクチュアと呼ばれる技術によって回旋インターリーバの出力で挿入される。換言すると、パワー制御ビットが送信されることを必要をす

自動車-セルリンクにおいて、一般の短い P N シーケンスはシステムにおける全音声搬送波のために使用され、使用者のアドレスのコード化は使用者の P N シーケンス発生器を使用して行われる。使用者 P N シーケンスは、少なくとも呼び出し中の自動車に独特に割り当てられる。使用者 P N シーケンスは、最大の長さの線形シフトレジスタシーケンスが増加される 32768 の長さの一般的 P N シーケンスによって排他的オアされる。結果的な 2 進信号は直角位相搬送波をそれぞれ 2 重位相変調し、合成信号を形成するために合計され、バンドパスフィルタされ、I F 周波数出力に変換される。例示的な実施例において、フィルタ処理の一部は 2 進シーケンス出力で動作している有限インパルス応答 (F I R) デジタルフィルタによって実現に行われる。

変調器出力はデジタル制御プロセッサおよびアナログ受信機からの信号によってパワー制御され、適当な出力周波数に信号を同調する周波数シンセサイザと混合することによって動作のRF周波数に変換され、最終的な出力レベルに増幅される。送信信号は、ダイブレクサおよびアンテナに送られる。

図 1 は、自動車ユニット送信変調器 452 の好ましく例示的な実施例を示す。データは、使用者のデジタルベースバンド回路から例示的な実施例において回旋的にコード化されるエンコーダ 600 にデジタル信号で供給される。エンコーダ 600 の出力は、例示的な実施例においてブロックインターリーバであるインターリーバ 602 に供給される。インターリーバされたシンボルは、ブロックインターリーバ 602 から送信突

#### 請求の範囲

1. 振数の直交関数から選択される直交関数を表す直交関数信号を発生する手段と、

予め決定された疑似ランダム雜音 P N コードに対応している P N 信号を発生する手段と、

前記直交関数信号、前記 P N 信号および情報信号を結合し、結果的な第 1 の変調信号を供給する手段とを具備している拡張スペクトル通信システム。

2. 前記振数の直交関数がウォルシュ関数である請求項 1 記載のシステム。

3. 前記 P N 信号が長さの増加された最大の長さの線形シーケンス P N コードである請求項 1 記載のシステム。

4. 送信される振数のチャンネル信号が予め決定された疑似ランダム雜音拡張コードにしたがって帯域幅が拡張され、異なるチャンネル信号間の識別を行う装置を有する直接のシーケンス拡張スペクトル通信の変調器において、

バイロットチャンネルとして第 1 の直交関数信号を供給している第 1 の直交関数を表す第 1 の直交関数信号を発生するバイロットチャンネル信号発生手段と、

入力情報信号を受信し、前記第 1 の直交関数と相連する第 2 の直交関数を表す第 2 の直交関数信号を発生し、前記第 2 の直交関数信号を前記入力情報信号と結合して通信チャンネル信号を発生する通信チャンネル信号発生手段とを具備している変調器。

5. 前記通信チャンネル信号発生手段が、1 つ以上の付加的

な入力情報信号を受信し、各付加的な入力情報信号を発生し、付加的な直交関数信号が付加的な直交関数をそれぞれ表し、付加的な直交関数をそれぞれ表す付加的な直交関数信号が前記第 1 および第 2 の直交関数および互いに付加的な直交関数と相連し、各付加的な直交関数信号を前記付加的な入力情報信号のそれぞれ 1 つと結合し、対応している結果として生ずる付加的な通信チャンネル信号を供給する請求項 4 記載の変調器。

6. 前記第 1 および第 2 の直交関数が 1 組のウォルシュ関数から選択される請求項 5 記載の変調器。

7. 前記第 1 、第 2 および各付加的な直交関数が 1 組のウォルシュ関数から選択される請求項 5 記載の変調器。

8. 前記バイロット信号を受信する拡張手段と、前記通信チャンネル信号および各付加的な通信チャンネル信号と、予め決定された P N コードの疑似ランダム雜音 (P N) 信号の発生と、前記 P N 信号の前記各バイロットチャンネル信号との結合と、対応している P N 拡張バイロットチャンネルを生成するような通信チャンネルおよび付加的な通信チャンネル信号と、通信チャンネルおよび付加的な通信チャンネル信号とを具備している請求項 5 記載の変調器。

9. 受信のためのエラー補正コード化手段、および前記入力情報信号および付加的な入力情報信号のそれをコード化し、前記通信チャンネル信号発生手段に供給するエラー補正コード化手段を具備している請求項 6 記載の変調器。

10. 前記各エラー補正コード化入力情報信号および付加的

な入力情報信号を受信し、インターリープし、前記通信チャンネル信号発生手段に前記インターリープされたエラー補正コード化入力情報を供給するインターリーバ手段を具備している請求項9記載の変調器。

11. 前記バイロットチャンネル信号、前記通信チャンネル信号および搬送波信号による各付加的な通信チャンネル信号で搬送波を変調し、前記変調された搬送波信号を送信する手段を具備している請求項8記載の変調器。

12. 前記入力情報信号の送り先の受信使用者に独特的のスクランブル信号を発生するデータスクランブル手段を備え、前記通信チャンネル信号発生手段は前記スクランブル信号を受信し前記入力情報信号および前記第2の直交関数信号を結合する請求項5記載の変調器。

13. 前記データスクランブル手段が、前記送り先の受信使用者に独特な使用者PNコードシーケンスをスクランブル信号として発生する使用者PN発生手段を具備する請求項12記載の変調器。

14. 前記送信手段が、

前記PN拡張バイロット信号、通信チャンネルおよび付加的な通信チャンネル信号を受信し、アナログ形式に変換する信号変換手段と、

前記搬送波信号を発生し、前記アナログPN拡張バイロットチャンネル、通信チャンネルおよび付加的な通信チャンネル信号を受信し、前記搬送波信号を変調する搬送波変調手段と、

前記変調された搬送波信号を受信し、高周波数に変換する周波数変換手段と、

前記変換され変調された搬送波信号を放射するアンテナ手段とを具備する請求項11記載の変調器。

15. 前記入力情報信号が、可変速度の音声コード化された音声デジタルデータのフレームから構成される請求項4記載の変調器。

16. 各受信使用者への複数の入力デジタル使用者情報信号の拡張スペクトル空間コード分割多重アクセス(CDMA)送信システムおよび送信において、

第1および第2のスペクトル拡張信号を発生する拡張手段と、

1組の直交関数から選択される第1の直交関数を表すバイロットチャンネル直交関数信号を発生し、前記第1および第2のスペクトル拡張信号を前記バイロットチャンネル直交関数信号と結合し、第1および第2のバイロットチャンネル出力信号を出力として供給するバイロットチャンネル手段と、

複数の使用者情報信号のそれぞれ1つを受信し、各使用者チャンネル手段直交関数信号がそれぞれ別の使用者チャンネル直交関数信号および前記バイロットチャンネル直交関数信号に関して異なる直交関数からなる直交関数の組から前記直交関数の選択された1つを表す使用者チャンネル直交関数信号を発生し、結果として生ずる使用者チャンネル直交情報信号を供給するように前記受信された使用者情報信号を前記発生されたチャンネル直交関数信号と結合し、各結果として生

ずる使用者チャンネル直交情報信号を前記第1および第2のスペクトル拡張信号と結合し、対応する第1および第2の使用者チャンネル出力信号を各使用者チャンネル手段からの出力として供給する複数の使用者チャンネル手段と、

前記第1および第2のバイロットチャンネル出力信号を受信し、アナログ形式に変換し、各使用者チャンネル手段の第1および第2の使用者チャンネル出力信号を受信し、アナログ形式に変換し、前記アナログの第1のバイロットチャンネル出力信号と各アナログの第1の使用者チャンネル出力信号を第1の結合された信号を供給するために結合し、前記アナログの第2のバイロットチャンネル出力信号と各アナログの第2の使用者チャンネル出力信号を第2の結合された信号を供給するために結合し、第1の変調された搬送波信号を供給するように第1の結合された信号を第1の搬送波信号と結合し、第2の変調された搬送波信号を供給するように第2の結合された信号を第2の搬送波信号と結合し、前記第1および第2の変調された搬送波信号を複合した変調された搬送波信号として結合し、前記複合した変調された搬送波信号を送信する送信手段とを具備している送信システム。

17. 各補助チャンネル情報信号を受信し、前記1組の直交関数から前記直交関数の選択された1つを表す補助チャンネル直交関数を発生し、それにおいて各補助チャンネル手段の直交関数信号は各別の補助チャンネル手段直交関数信号、各使用者チャンネル直交関数信号および前記バイロットチャンネル直交関数信号に関して異なる直交関数からなり、結果と

して生ずる補助チャンネル直交情報信号を供給するように前記受信された補助チャンネル情報信号を前記発生された補助チャンネル直交関数信号と結合し、各補助チャンネル直交情報信号を前記第1および第2のスペクトル拡張信号と結合し、各補助チャンネル手段の第1および第2の補助出力信号から前記送信手段への出力として供給するそれぞれ1つ以上の補助チャンネル手段とを具備し、

前記送信手段は、前記補助チャンネル手段の第1および第2の補助チャンネル出力信号を受信し、アナログ形式に変換し、各アナログの第1の補助チャンネル出力信号を前記アナログの第1のバイロットチャンネル出力信号および前記第1の結合された信号における各アナログの第1の使用者チャンネル出力信号と結合し、各アナログの第2の補助チャンネル出力信号を前記アナログの第2のバイロットチャンネル出力信号および前記第2の結合された信号における各アナログの第2の使用者チャンネル出力信号と結合する送信手段をさらに具備している請求項17記載の送信システム。

18. 各使用者チャンネル手段が前記使用者情報信号のデータビットを前方エラー補正コード化し、インターリープする請求項17記載の変調器。

19. 各使用者チャンネル手段が送り先の受信使用者の特定のスクランブル信号を発生し、前記コード化され、インターリープされた使用者情報信号と結合する請求項18記載の変調器。

20. 各使用者情報信号がデータの固定された時間フレーム

のシーケンスから構成され、それにおいて各データフレームが可変速度の音声コード化された音声データの可変数のビットから構成される請求項16記載の変調器。

21. データの各入力使用者情報信号フレームが周期的冗長チェックコード(CRCC)を具備し、そのCRCCは各フレームデータビットに基づいて計算される請求項20記載の変調器。

22. 一定の入力使用者情報信号データフレームはパワー制御ビットデータから構成されている請求項21記載の変調器。  
23. 前記拡張手段が、同相PNチャップコードの前記第1のスペクトル拡張信号を発生する第1の疑似ランダム雜音(PN)発生手段と、

直角位相PNチャップコードの前記第2のスペクトル拡張信号を発生する第2のPN発生手段とを含み、

前記同位相および前記直角位相PNチャップコードがそれぞれ異なる多項式関数である請求項18記載の送信システム。

24. 前記バイロットチャンネル手段が、

ゼロ状態のチャップのウォルシュ関数チャップシーケンスから構成される前記バイロットチャンネル直交関数信号を発生するバイロットチャンネルウォルシュ関数発生器と、

前記第1のスペクトル拡張信号を受信し、前記バイロットチャンネル直交関数信号と結合し、前記第1のバイロットチャンネル出力信号を供給するバイロットチャンネルの第1の結合器手段と、

前記第2のスペクトル拡張信号を受信し、前記バイロット

チャンネル直交関数信号と結合し、前記第2のバイロットチャンネル出力信号を供給するバイロットチャンネルの第2の結合器手段とを具備する請求項23記載の送信システム。

25. 各使用者チャンネル手段が、

ゼロおよび1の状態のチャップの選択されたウォルシュ関数チャップシーケンスから構成される前記各使用者チャンネル直交関数信号を発生する使用者チャンネルウォルシュ関数発生器手段と、

前記各使用者情報信号を受信し、それを前記発生された使用者チャンネル直交関数信号と結合し、前記使用者チャンネル直交情報信号を供給する使用者チャンネルの第1の結合器手段と、

前記第1のスペクトル拡張信号を受信し、それを前記使用者チャンネル直交情報信号と結合し、前記第1の使用者チャンネル出力信号を供給する使用者チャンネルの第2の結合器手段と、

前記第2のスペクトル拡張信号を受信し、前記発生された使用者チャンネル直交情報信号と結合し、前記第2の使用者チャンネル出力信号を供給する使用者チャンネルの第3の結合器手段とを具備する請求項24記載の送信手段。

26. 各補助チャンネル手段が、

ゼロおよび1の状態のチャップの選択されたウォルシュ関数チャップシーケンスから構成される前記各補助チャンネル直交関数信号を発生する補助チャンネルウォルシュ関数発生器手段と、

前記各補助情報信号を受信し、前記発生された補助チャンネル直交関数信号と結合し、前記補助チャンネル直交情報信号を供給する補助チャンネルの第1の結合器手段と、

前記第1のスペクトル拡張信号を受信し、前記補助チャンネル直交信号と結合し、前記第1の補助チャンネル出力信号を供給する前記各補助情報信号を生成された補助チャンネルの第2の結合器手段と、

前記第2のスペクトル拡張信号を受信し、前記生成された補助チャンネル直交情報信号と結合し、前記第2の補助チャンネル出力信号を供給する補助チャンネルの第3の結合器手段とを具備する請求項25記載の送信システム。

27. 送り先の受信使用者への送信のためのデジタル使用者情報信号を変調する方法において、

複数のウォルシュ関数から選択されるウォルシュ関数を表すウォルシュ関数信号を発生し、

結果として生ずる中間変調信号を供給するように、使用者情報信号と前記ウォルシュ関数信号を結合し、

1つ以上のスペクトル拡張PN信号を発生し、

送り先の受信使用者への送信のための対応している結果として生ずる出力変調信号を供給するように、前記中間変調信号を前記各スペクトル拡張PN信号とそれ结合するステップを具備している方法。

28. 前記使用者情報信号のエラー補正をコード化するステップをさらに具備している請求項27記載の方法。

29. 前記エラー補正がコード化された使用者情報信号をイ

ンターリーブするステップをさらに具備している請求項28記載の方法。

30. 発送波信号を発生し、

前記発送波信号を前記第1および第2の出力変調信号で変調し、

前記変調された発送波信号を送信するステップをさらに具備している請求項27記載の方法。

31. 前記送り先の受信使用者に特有なスクランブル信号を発生し、

前記スクランブル信号を前記使用者情報信号および前記ウォルシュ関数信号と結合するステップをさらに具備している請求項27記載の変調器。

32. 前記スクランブル信号が前記送り先の受信使用者に特有な使用者PNコードシーケンスからなる請求項31記載の変調器。

33. 送信される複数のチャンネル信号が予め決められた疑似ランダム雜音拡張コードにしたがって拡張する直接シーケンス拡張スペクトル通信に対する変調器において異なるチャンネル信号間の弁別を行う方法において、

異なる直交関数をそれぞれ表す複数の直交関数信号を発生し、

異なる1つの前記直交関数信号で前記各チャンネル信号を変調するステップを具備している異なるチャンネル信号間に識別を行う方法。

34. 前記予め決められた疑似ランダム雜音拡張コードにし

たがって拡張するバイロットチャンネル信号として前記直交関数信号から選択された1つを供給するステップをさらに具備している請求項33記載の方法。

35. 前記各チャンネル信号を変調するステップが、

1つ以上の入力情報信号を受信し、

各入力情報信号を前記直交関数信号の対応している1つと結合し、

前記予め決定された疑似ランダム雑音拡張コードにしたがって拡張するため対応しているチャンネル信号として各直交情報信号を供給するステップを具備する請求項33記載の方法。

36. 前記各チャンネル信号を変調するステップが、

1つ以上の入力情報信号を受信し、

各入力情報信号を前記直交関数の対応している1つと結合し、

前記予め決定された疑似ランダム雑音拡張コードにしたがって拡張するため対応しているチャンネル信号として各直交情報信号を供給するステップを具備する請求項34記載の方法。

37. 前記予め決定された疑似ランダム雑音拡張コードを発生し、

前記バイロットチャンネル信号および前記チャンネル信号を前記予め決定された疑似ランダム雑音拡張コードと結合するステップをさらに具備している請求項36記載の方法。

38. 前記直交関数がウォルシュ関数である請求項33記載

の方法。

39. 前記直交関数がウォルシュ関数である請求項34記載の方法。

40. 拡張スペクトル通信システムにおける情報信号を変調するシステムにおいて、

各直交関数信号部分に前記入力信号のシーケンス部分を変換し、それにおいて各直交関数信号部分が前記各入力信号部分の値に従った複数の直交関数から選択される直交関数を表し、前記直交関数信号部分の出力を供給する直交関数コード化手段と、

前記各直交関数信号部分を受信し、予め決定されたPNコードの疑似ランダム雑音(PN)信号を発生し、前記直交関数信号部分を前記PN信号と結合し、出力PN拡張信号を供給する拡張手段とを具備しているシステム。

41. 複数の直交関数がウォルシュ関数である請求項41記載のシステム。

42. 前記PN信号が長さが増加された最長の線形シーケンスPNコードである請求項40記載のシステム。

43. 前記PN拡張信号を受信し、各予め決定されたPNコードから1つ以上の付加的なPN信号をそれぞれ発生し、前記PN拡張信号を各付加的なPN信号と結合し、対応する出力信号を供給する付加的な拡張手段をさらに具備している請求項40記載のシステム。

44. デジタル使用者データの入力を受信し、前記デジタルデータを回旋してコード化し、シンボルデータの出力を供給

するデータエンコーダ手段と、

前記シンボルデータを受信し、予め決定された序列フォーマットにしたがって前記シンボルデータを組織化し、前記入力信号として前記組織化されたシンボルデータの出力を供給するインターリーバ手段とをさらに具備している請求項40記載のシステム。

45. デジタル使用者データを受信し、前記デジタルデータを回旋してコード化し、シンボルデータの出力を供給するデータコード化手段と、

前記シンボルデータを受信し、予め決定された序列フォーマットにしたがって前記シンボルデータを組織化し、前記入力信号として前記組織化されたシンボルデータを供給するインターリーバ手段をさらに具備している請求項43記載のシステム。

46. 送信のための入力デジタルデータを変調する拡張スペクトル変調器において、

入力デジタルデータを受信し、前記入力デジタルデータを回旋してコード化し、シンボルデータの対応する出力を供給する回旋エンコーダ手段と、

第1の序列シーケンスにおける前記シンボルデータを受信し、第2の序列シーケンスにおける前記シンボルデータの出力シーケンスを供給するインターリーバ手段と、

シンボルデータの前記第2の序列シーケンスを受信し、複数の直交関数の直交関数をシンボルデータの前記受信された第2の序列シーケンスの連続部分のそれぞれ1つの値から決

定し、各決定された直交関数に対応する直交関数データの出力を供給する直交関数コード化手段と、

第1の疑似ランダム雑音(PN)コードの出力を発生し、供給する第1の拡張手段と、

前記直交関数データおよび前記第1のPNコードを受信し、前記直交関数データを前記第1のPNコードと結合し、第1のPN拡張データ信号の出力を供給する第1の結合手段とを具備している拡張スペクトル変調器。

47. 第2および第3のPNコードをそれぞれ発生し、供給する第2および第3の拡張手段と、

前記第1のPN拡張データ信号をそれぞれ受信する第2および第3の結合手段とをさらに具備し、第2の結合手段は前記第2のPNコードを受信し、前記第1のPN拡張データ信号と結合して第2のPN拡張データ信号を供給し、前記第3の結合手段は前記第3のPNコードを受信し、前記第1のPN拡張データ信号と結合し、第3のPN拡張データ信号の出力を供給する請求項46記載の変調器。

48. 前記直交関数がウォルシュ関数である請求項47記載の変調器。

49. 前記直交関数がウォルシュ関数である請求項47記載の変調器。

50. 前記第1のPNコードが第1のコード長からなり、前記第2および第3のPNコードが第2のコード長からなり、前記第1のコード長が実質的に前記第2のコード長よりも長い請求項49記載の変調器。

5.1. 前記回旋エンコーダ手段が、強制された長さ  $k - 9$  で速度  $1/3$  の回旋コードを使用しているシンボルデータを発生する請求項 5.0 記載の変調器。

5.2. 前記入力デジタルデータは、少数のビットのフレームにおける予め決定された多数のビットに対応している多数のデータビットを有する入力デジタルデータの各フレームを有する予め決定された統計時間のデータフレームにおいて供給される可変速度のデータであり、前記回旋エンコーダが入力デジタルデータの各フレームにおける各データビットに対する 3 つのシンボルを発生し、前記インターリーバ手段が前記インターリーバ手段から出力される一定数のシンボルを保持するように入力デジタルデータの対応しているフレームに対するシンボルの出力を繰返す請求項 5.1 記載の変調器。

5.3. 前記直交関数エンコーダ手段が 6.4 アレイウォルシュ関数エンコーダを具備する請求項 5.2 記載の変調器。

5.4. 前記直交関数エンコーダ手段において、シンボルデータの前記受信された第 2 の序列シーケンスの各連続部分が 6.4 ウォルシュ関数の 1 つに対応している前記 6 シンボルの 2 進値を有する 6 つのシンボルから構成され、前記直交関数エンコーダ手段が 6.4 ウォルシュチャップから構成される前記直交関数データを有する 6.4 ウォルシュ関数の 1 つに対応している前記直交関数データを生成する請求項 5.2 記載の変調器。

5.5. 前記第 1 の拡張手段が前記直交関数データの複数率の第 1 の PN コードチャップから構成される請求項 5.4 記載の変調器。

6.0. それぞれ予め決定された PN コードの 1 つ以上の付加的な PN 信号をそれぞれ発生し、

対応している付加的な PN 拡張信号を供給するように、前記 PN 拡張信号をそれぞれ付加的な PN 信号と結合するステップをさらに具備している請求項 5.8 記載の方法。

6.1. 対応しているシンボルデータを供給するように、入力デジタル信号を回旋してコード化し、

前記データ信号として組織化されたシンボルデータを供給するように、予め決定された序列フォーマットにしたがって前記シンボルデータを組織化するステップをさらに具備する請求項 5.7 記載の方法。

6.2. 対応しているシンボルデータを供給するように、入力デジタル信号を回旋してコード化し、

前記データ信号として組織化されたシンボルデータを供給するように、予め決定された序列フォーマットにしたがって前記シンボルデータを組織化するステップをさらに具備する請求項 6.0 記載の方法。

6.3. 複数の遠距離使用者局が別の使用者局とベース局による無線リンクを介して通信し、前記ベース局が送り先の受信遠距離使用者の局へ使用者局の情報信号を通信し、および送り先の受信使用者局への転送のために情報信号が通信される遠距離使用者局より受信するベース局トランシーバを有する通信システムにおいて、前記ベース局トランシーバが、

第 1 の組の直交関数から選択される独特な直交関数を表すパイロット信号を発生し、前記第 1 の組の直交関数から選択

5.6. 前記第 1 の拡張手段が前記第 1 の結合手段における各直交関数データと結合するための 4 つの第 1 の PN コードチャップを発生する請求項 5.5 記載の変調器。

5.7. データ信号を変調する拡張スペクトルの方法において、各直交関数信号部分にデータ信号の連続部分を交換し、それにおいて各直交関数信号部分は前記各データ信号部分の値にしたがって複数の直交関数から選択される直交関数を表し、予め決定された PN コードの疑似ランダム雑音 (PN) 信号を発生し、

出力 PN 拡張信号を供給するように、前記直交関数信号部分を前記 PN 信号と結合するステップを具備している方法。

5.8. 前記データ信号はデジタルデータビットからなり、前記変換するステップは、

前記データ信号部分のそれぞれ 1 つに前記データ信号の予め決定された多数のビットを分類し、

前記直交関数の対応している 1 つを各データ信号部分における前記ビットの 2 進値から決定し、それにおいて前記直交関数はウォルシュ関数であり、

前記決定された直交関数に対応している前記各直交関数信号を発生するステップを具備する請求項 5.7 記載の方法。

5.9. 各予め決定された PN コードの 1 つ以上の付加的な PN 信号をそれぞれ発生し、

対応している付加的な PN 拡張信号を供給するように、前記 PN 拡張信号をそれぞれ付加的な PN 信号と結合するステップをさらに具備している請求項 5.7 記載の方法。

される別の独自な直交関数をそれぞれ表す 1 つ以上の直交関数信号を発生し、受信遠距離使用者局へそれぞれ向けられる 1 つ以上の使用者局情報を受信し、それぞれ別の直交関数を各使用者局の情報信号と結合し、対応する結果として得られた通信信号を出力し、第 1 の予め決定された PN コードのベース局の第 1 の疑似ランダム雑音 (PN) 信号を発生し、対応しているベース局 PN 拡張パイロットおよび通信信号を生成するように前記ベース局の第 1 の PN 信号を各前記パイロットおよび通信信号と結合し、前記ベース局 PN 拡張パイロットおよび通信信号により搬送波信号を変調し、ベース局の通信信号として前記変調された搬送波信号を送信するベース局送信手段と、

送り先の受信使用者局への転送のため遠距離使用者局の情報信号の対応している出力を遠距離使用者局の通信信号が送信される各遠距離使用者局から受信し、抽出するベース局の受信手段とを具備している通信システム。

6.4. 送り先の受信使用者局への転送のため前記ベース局に遠距離使用者局の情報信号を通信し、前記ベース局の通信信号から前記各受信遠距離使用者局に向けられる各使用者局の情報信号を受信し、抽出する遠距離使用者局のトランシーバをそれぞれ有する 1 つ以上の遠距離使用者局をさらに具備し、前記遠距離使用者局のトランシーバが、

遠距離使用者局の情報信号を受信し、各直交関数信号部分に前記遠距離使用者局の情報信号の連続部分を交換し、それにおいて各直交関数信号部分が前記各遠距離使用者局の情報

信号部分の値にしたがって第2の組の直交関数から選択される直交関数を表し、予め決定された遠距離使用者局のPNコードの遠距離使用者局の第1の疑似ランダム雑音(PN)信号を発生し、前記直交関数信号部分を前記遠距離使用者局の第1のPN信号と結合し、前記遠距離使用者局のPN拡張バイロットおよび搬送波信号による搬送波信号を変調し、遠距離使用者局の通信信号として前記変調された搬送波信号を送信する遠距離使用者局の送信手段と、

前記ベース局の通信信号を受信および復調し、前記別の特有な直交関数の予め決定された1つを表す受信機直交関数信号を発生し、前記第1の予め決定されたPNコードの遠距離使用者局の第2の疑似ランダム雑音(PN)信号を発生し、前記受信機直交関数信号を相關信号を供給するように前記受信機疑似ランダム雑音信号と結合し、前記復調されたベース局通信信号を前記相關信号と相関し、前記遠距離使用者局に向けられる前記使用者局の情報信号の出力を前記相関されたベース局通信信号から供給する遠距離使用者局の受信手段とを具備している請求項63記載の通信システム。

65. 前記遠距離使用者局の受信手段が前記ベース局の通信信号における前記ベース局のPN拡張バイロット信号からタイミング情報を抽出し、前記タイミング情報は前記遠距離使用者局の第1のPN信号の発生において使用される請求項64記載の通信システム。

66. 前記ベース局受信機手段が、受信された遠距離使用者局の通信信号を復調し、対応している予め決定された遠距離

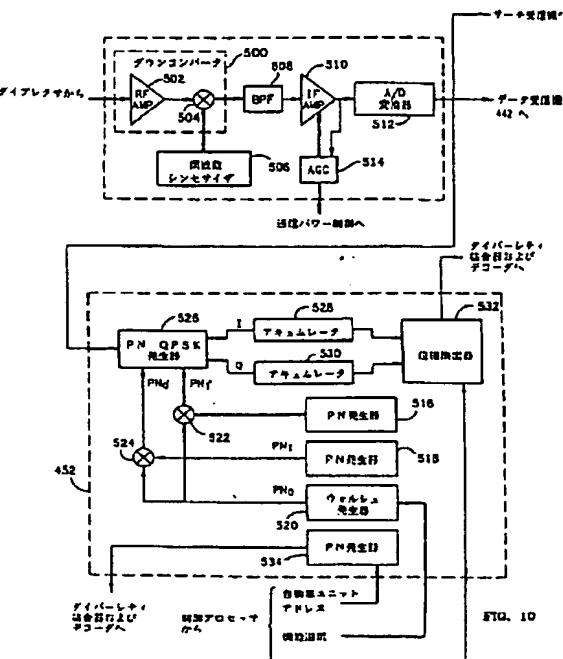
使用者局のPNコードのベース局の第2の疑似ランダム雑音(PN)信号を各受信された遠距離使用者局の通信信号のために発生し、それぞれ復調され受信された遠距離使用者局の通信信号を対応するベース局の第2の疑似ランダム雑音(PN)信号と相関し、それぞれ相間された遠距離使用者局の通信信号を実換処理し、前記遠距離使用者局の情報信号の対応している出力を供給する請求項64記載の通信システム。

67. 前記ベース局に結合され、第2の使用者局のネットワークの遠距離使用者局へ向けられる第1の使用者局のネットワークの使用者局から使用者局の情報信号を受信し、前記ベース局に前記使用者局の情報を結合し、前記遠距離使用者局の情報信号を前記ベース局から受信し、前記第1の使用者局のネットワークの前記送り先の受信使用者局へ前記遠距離使用者局の情報信号を転送する制御装置手段を具備している請求項66記載の通信システム。

68. ベース局トランシーバをそれぞれ有する1つ以上の付加的なベース局を具備し、そのベース局は、前記制御装置手段から前記使用者局の情報信号から選択された1つを受信し、送り先の受信遠距離使用者局に前記受信された使用者局の情報信号を通信し、前記遠距離使用者局から遠距離使用者局の情報信号を受信し、前記制御装置手段が前記受信された遠距離使用者局の情報信号を結合する請求項67記載の通信システム。

69. 前記制御装置手段が前記付加的なベース局にそれぞれ結合され、前記第2の使用者局のネットワークの遠距離使

者の局に向けられる前記第1の使用者局のネットワークの前記使用者局から使用者局の情報信号を受信し、1つ以上の前記ベース局および付加的なベース局に前記使用者局の情報を結合し、前記遠距離使用者局の情報信号を前記ベース局および前記付加的なベース局から受信し、前記第1の使用者局のネットワークの前記送り先の受信使用者局に対して前記第1の使用者局のネットワークの使用者局に向けられる前記遠距離使用者局の情報信号を転送し、1つ以上の前記ベース局および前記付加的なベース局に前記第2の使用者局のネットワークの遠距離使用者局に向けられる前記遠距離使用者局の情報信号を結合する請求項68記載の通信システム。



## フロントページの焼き

(72)発明者 バドバニー、ロベルト  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92130、サン・ディエゴ、フツラ・ストリート 12634

(72)発明者 ウィーバー、リンゼイ・エー、ジュニア  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92122、サン・ディエゴ、トニー・ドライブ 3419

(72)発明者 ウエトレー、チャールズ・イー、ザ・サー  
ド  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92014、デル・マー、カミニト・デル・バ  
ルコ 2208

(72)発明者 ピタービ、アンドリュー・ジェイ  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92037、ラ・ジョラ、グレンウィック・ブ  
レイス 2712